



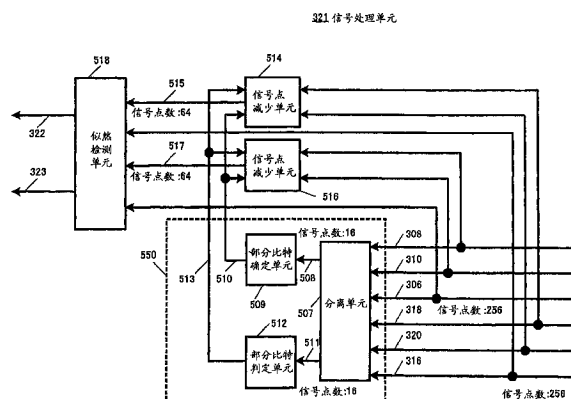
(45) 授权公告日 2011.06.29

代理人 邸万奎

权利要求书 2 页 说明书 44 页 附图 43 页

接收装置

可以对从多根天线发送的多个调制信号,以较小的电路规模、且差错率特性良好地进行解调。部分比特判定部(509、512)在解调64QAM调制的调制信号的一部分的比特时,根据该接收信号点存在于IQ平面上的哪个区域,改变构成1码元的6比特的比特串中第几个比特作为部分比特进行解调。由此,在部分比特判定单元(509、512)判定的部分比特的差错率特性提高,用于似然检测单元(518)的减少了的候补信号点的可靠性提高。其结果,能提高最终的接收数字信号(322、323)的差错率特性。



1. 一种接收装置,接收从发送装置发送的调制信号,包括:

信道变动估计单元,求各个调制信号的信道估计值;以及

欧几里得距离计算单元,以所述信道估计值和所述接收信号作为输入,从所述信道估计值求候补信号点,使用比特移位器及加法器来计算所述候补信号点和所述接收信号之间的欧几里得距离的近似值,其中,

所述欧几里得距离计算单元,

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$, 且为 $0 < |x| < |y| \times (1/4+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|y|$,

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$, 且为 $|y| \times (1/4+1/8) < |x| < |y| \times (1/2+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|y| \times (1+1/8)$,

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$, 且为 $|y| \times (1/2+1/8) < |x| < |y| \times (1/2+1/4+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|y| \times (1+1/4)$,

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$, 且为 $|y| \times (1/2+1/4+1/8) < |x|$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|y| \times (1+1/4+1/8)$, 并输出。

2. 一种接收装置,接收从发送装置发送的调制信号,包括:

信道变动估计单元,求各个调制信号的信道估计值;以及

欧几里得距离计算单元,以所述信道估计值和所述接收信号作为输入,从所述信道估计值求候补信号点,使用比特移位器及加法器来计算所述候补信号点和所述接收信号之间的欧几里得距离的近似值,其中,

所述欧几里得距离计算单元,

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$, 且为 $0 < |y| < |x| \times (1/4+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|x|$,

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$, 且为 $|x| \times (1/4+1/8) < |y| < |x| \times (1/2+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|x| \times (1+1/8)$,

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$, 且为 $|x| \times (1/2+1/8) < |y| < |x| \times (1/2+1/4+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|x| \times (1+1/4)$,

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$, 且为 $|x| \times (1/2+1/4+1/8) < |y|$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|x| \times (1+1/4+1/8)$, 并输出。

3. 一种接收装置,对从多个天线发送彼此不同的调制信号的发送装置所发送的调制信号进行接收,包括:

信道变动估计单元,求各个调制信号的信道估计值;

部分比特解调单元,使用与似然检测不同的检测方法,仅解调所述调制信号的一部分的比特;

信号点减少单元,使用解调后的部分比特和所述信道估计值减少候补信号点;以及似然检测单元,使用减少了的所述候补信号点和接收基带信号进行似然检测,

所述似然检测单元基于所述候补信号点与所述接收基带信号的接收信号点之间的欧几里得距离进行似然检测,

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$, 且为 $0 < |x| < |y| \times (1/4+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|y|$,

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$, 且为 $|y| \times (1/4+1/8) < |x| < |y| \times (1/2+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|y| \times (1+1/8)$,

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$, 且为 $|y| \times (1/2+1/8) < |x| < |y| \times (1/2+1/4+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|y| \times (1+1/4)$,

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$, 且为 $|y| \times (1/2+1/4+1/8) < |x|$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|y| \times (1+1/4+1/8)$, 来进行似然检测;并且

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$, 且为 $0 < |y| < |x| \times (1/4+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|x|$,

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$, 且为 $|x| \times (1/4+1/8) < |y| < |x| \times (1/2+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|x| \times (1+1/8)$,

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$, 且为 $|x| \times (1/2+1/8) < |y| < |x| \times (1/2+1/4+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|x| \times (1+1/4)$,

在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$, 且为 $|x| \times (1/2+1/4+1/8) < |y|$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|x| \times (1+1/4+1/8)$, 来进行似然检测。

接收装置

技术领域

[0001] 本发明涉及将从多根天线同时发送的调制信号接收, 并进行解调的接收装置。

背景技术

[0002] 以往, 作为使用多根天线的解调方法, 已知有非专利文献 1 揭示的技术。以下, 参照附图简单说明该非专利文献 1 中所揭示的内容。

[0003] 图 1 中, 发送装置 30 将发送信号 A 的数字信号 1、以及发送信号 B 的数字信号 2, 输入至调制信号生成单元 3。调制信号生成单元 3 通过对于发送信号 A 的数字信号 1 及发送信号 B 的数字信号 2 施加 BPSK (Binariphase PhaseShift Keying) 或 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)、16QAM (QuadratureAmplitude Modulation) 等调制, 获得发送信号 A 的基带信号 4、以及发送信号 B 的基带信号 5, 并将这些信号送到无线单元 6。

[0004] 无线单元 6 通过对于发送信号 A 的基带信号 4、以及发送信号 B 的基带信号 5, 施加频率转换及放大等预定的无线处理, 获得发送信号 A 的调制信号 7、以及发送信号 B 的调制信号 8, 并将这些信号分别提供给天线 9 及天线 10。据此, 发送信号 A 的调制信号 7 从天线 9 作为电波发射; 并且发送信号 B 的调制信号 8 从天线 10 作为电波而发射。

[0005] 接收装置 40 通过由无线单元 13 对于由天线 11 接收的接收信号 12 进行频率转换或放大等无线处理, 而获得基带信号 14, 将其发出至最大似然检测单元 19。相同地, 通过由无线单元 17 对于由天线 15 接收的接收信号 16 进行频率转换或放大等无线处理而获得基带信号 18, 并将其发出至最大似然检测单元 19。

[0006] 最大似然检测单元 19 通过检测基带信号 14、18, 而获得发送信号 A 的接收数字信号 20 及发送信号 B 的接收数字信号 21。此时, 最大似然检测单元 19 如非专利文献 1 中所表示的那样, 进行最大似然检测 (MLD: Maximum Likelihood Detection)。

[0007] [非专利文献 1] IEEE WCNC 1999 年, 1038 页, 9 月号, 1999 年 (IEEEWCNC 1999, pp. 1038-1042, Sep. 1999.)

[0008] 发明内容

[0009] 本发明所要解决的问题

[0010] 然而, 例如图 1 的结构中, 在调制信号生成单元 3 进行了 16QAM 的情况下, 在最大似然检测单元 19 进行 MLD 时, 必须求出 $16 \times 16 = 256$ 个候补信号点和接收信号间的欧几里得距离。而且, 在调制信号生成单元 3 进行了 64QAM 的情况下, 在最大似然检测单元 19 进行 MLD 时, 必须求出 $64 \times 64 = 4096$ 个候补信号点和接收信号间的欧几里得 (Euclidian) 距离。如果以进行这样的运算而进行检测, 则接收质量 (差错率特性) 确实改善, 但存在由于运算次数变得非常多, 导致电路规模变大的问题。该问题如上所述, 调制阶数越多则越显著。

[0011] 本发明的目的在于提供一种接收装置, 可以对从多根天线发送的多个调制信号以较小的电路规模、较好的差错率特性解调。

[0012] 用于解决问题的技术方案

[0013] 为解决上述问题,本发明的接收装置是接收从由多根天线发送彼此不同的调制信号的发送装置发送的调制信号的接收装置,该接收装置采用如下结构,信道变动估计单元,求各个调制信号的信道估计值;以及欧几里得距离计算单元,以所述信道估计值和所述接收信号作为输入,从所述信道估计值求候补信号点,使用比特移位器及加法器来计算所述候补信号点和所述接收信号之间的欧几里得距离的近似值。所述欧几里得距离计算单元,在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$,且为 $0 < |x| < |y| \times (1/4+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|y|$,在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$,且为 $|y| \times (1/4+1/8) < |x| < |y| \times (1/2+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|y| \times (1+1/8)$,在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$,且为 $|y| \times (1/2+1/8) < |x| < |y| \times (1/2+1/4+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|y| \times (1+1/4)$,在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$,且为 $|y| \times (1/2+1/4+1/8) < |x|$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|y| \times (1+1/4+1/8)$,并输出。

[0014] 本发明的接收装置,接收从发送装置发送的调制信号,包括:信道变动估计单元,求各个调制信号的信道估计值;以及欧几里得距离计算单元,以所述信道估计值和所述接收信号作为输入,从所述信道估计值求候补信号点,使用比特移位器及加法器来计算所述候补信号点和所述接收信号之间的欧几里得距离的近似值。所述欧几里得距离计算单元,在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$,且为 $0 < |y| < |x| \times (1/4+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|x|$,在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$,且为 $|x| \times (1/4+1/8) < |y| < |x| \times (1/2+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|x| \times (1+1/8)$,在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$,且为 $|x| \times (1/2+1/8) < |y| < |x| \times (1/2+1/4+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|x| \times (1+1/4)$,在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$,且为 $|x| \times (1/2+1/4+1/8) < |y|$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|x| \times (1+1/4+1/8)$,并输出。

[0015] 本发明的接收装置,对从多个天线发送彼此不同的调制信号的发送装置所发送的调制信号进行接收,包括:信道变动估计单元,求各个调制信号的信道估计值;部分比特解调单元,使用与似然检测不同的检测方法,仅解调所述调制信号的一部分的比特;信号点减少单元,使用解调后的部分比特和所述信道估计值减少候补信号点;以及似然检测单元,使用减少了的所述候补信号点和接收基带信号进行似然检测。所述似然检测单元基于所述候补信号点与所述接收基带信号的接收信号点之间的欧几里得距离进行似然检测,在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$,且为 $0 < |x| < |y| \times (1/4+1/8)$ 的关系时,使欧几里得距离的近似值为 $|y|$,在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$,且为 $|y| \times (1/4+1/8) < |x| < |y| \times (1/2+1/8)$ 的关系时,

使欧几里得距离的近似值为 $|y| \times (1+1/8)$, 在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$, 且为 $|y| \times (1/2+1/8) < |x| < |y| \times (1/2+1/4+1/8)$ 的关系时, 使欧几里得距离的近似值为 $|y| \times (1+1/4)$, 在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| < |y|$, 且为 $|y| \times (1/2+1/4+1/8) < |x|$ 的关系时, 使欧几里得距离的近似值为 $|y| \times (1+1/4+1/8)$, 来进行似然检测; 并且在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$, 且为 $0 < |y| < |x| \times (1/4+1/8)$ 的关系时, 使欧几里得距离的近似值为 $|x|$, 在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$, 且为 $|x| \times (1/4+1/8) < |y| < |x| \times (1/2+1/8)$ 的关系时, 使欧几里得距离的近似值为 $|x| \times (1+1/8)$, 在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$, 且为 $|x| \times (1/2+1/8) < |y| < |x| \times (1/2+1/4+1/8)$ 的关系时, 使欧几里得距离的近似值为 $|x| \times (1+1/4)$, 在 IQ 平面上的所述候补信号点与所述接收信号点之间的 I 方向的距离 x 和 Q 方向的距离 y 的大小为 $|x| > |y|$, 且为 $|x| \times (1/2+1/4+1/8) < |y|$ 的关系时, 使欧几里得距离的近似值为 $|x| \times (1+1/4+1/8)$, 来进行似然检测。

[0016] 根据该结构, 由于在部分比特解调单元使用与似然检测不同的检测方法, 仅解调一部分比特, 所以能以较少的运算量获得部分比特。而且, 在似然检测单元, 由于使用减少了的候补信号点进行似然检测, 所以能以较少运算量, 较高精度地求得剩余的比特。如此, 由于设为部分进行似然检测, 所以一方面可以减少求取欧几里得距离的运算次数; 另一方面可以获得差错率特性较好的接收数字信号。

[0017] 另外, 本发明的接收装置所采用的结构是, 部分比特解调部在解调 64QAM 调制的调制信号的一部分的比特时, 根据该接收信号点在 IQ 平面上的哪个区域存在, 改变构成 1 码元的 6 比特的比特串中第几个比特作为部分比特进行解调。

[0018] 根据本结构, 部分比特解调单元解调的部分比特的差错特性提高, 在似然检测单元使用减少了的候补信号点的可靠性提高。其结果, 能够使最终的解调比特的差错率特性提高。

[0019] 发明的效果

[0020] 根据本发明, 可以实现一种接收装置, 该装置可以对从多根天线发送的多个调制信号, 以较小的电路规模、且差错率特性良好地进行解调。

附图说明

[0021] 图 1 是表示以往的多天线发送装置及接收装置概要结构的方框图;

[0022] 图 2 是表示本发明实施方式 1 涉及的发送装置结构的方框图;

[0023] 图 3 是表示实施方式 1 的帧结构的图;

[0024] 图 4 是表示本发明实施方式 1 涉及的接收装置结构的方框图;

[0025] 图 5 是表示接收装置的信号处理单元结构的方框图;

[0026] 图 6 是表示实施方式的发送接收天线关系的图;

[0027] 图 7A 是表示适用于调制信号 A 的 16QAM 的比特配置的图;

- [0028] 图 7B 是表示适用于调制信号 B 的 16QAM 的比特配置的图；
- [0029] 图 8 是表示接收到 16QAM 的调制信号 A 和 1 6QAM 的调制信号 B 时的估计信号点（候补信号点）的信号点配置例的图；
- [0030] 图 9A 是表示 16QAM 的比特配置的图；
- [0031] 图 9B 是表示实施方式 1 的用于 16QAM 的部分比特判定的区域分割的方法的图；
- [0032] 图 10 是表示在实施方式 1 的信号点减少后的信号点状态的图；
- [0033] 图 11A 是表示 1 6QAM 的比特配置的图；
- [0034] 图 11B 是表示用于 16QAM 部分的 2 比特的部分比特判定的区域分割的方法的图；
- [0035] 图 12 是表示实施方式 1 的发送装置结构的方框图；
- [0036] 图 13A 是表示从图 12 的发送装置发送的调制信号 A 的帧结构的图；
- [0037] 图 13B 是表示从图 12 的发送装置发送的调制信号 B 的帧结构的方框图；
- [0038] 图 14 是表示接收来自图 12 的发送装置的信号的接收装置结构的方框图；
- [0039] 图 15A 是表示实施方式 2 的发送装置的信号点配置的图；
- [0040] 图 15B 是表示用于实施方式 2 的接收装置的部分比特判定的区域分割的方法的图；
- [0041] 图 16 是表示实施方式 2 的信号处理单元的其他结构例的方框图；
- [0042] 图 17 是表示 64QAM 的信号点配置的图；
- [0043] 图 18 是表示实施方式 3 的发送装置的信号点配置,以及用于接收装置的部分比特判定的区域分割的方法的图；
- [0044] 图 19 是表示实施方式 3 的发送装置的信号点配置,以及用于接收装置的部分比特判定的区域分割的方法的图；
- [0045] 图 20 是表示实施方式 4 的发送装置结构的方框图；
- [0046] 图 21 是表示实施方式 4 的接收装置的信号处理单元结构的方框图；
- [0047] 图 22 是用于说明由图 2 1 的软判定值计算单元的运算处理的图；
- [0048] 图 23 是表示实施方式 4 的信号处理单元的其他结构例的方框图；
- [0049] 图 24 是表示实施方式 5 的编码单元结构的方框图；
- [0050] 图 25A 是表示实施方式 5 的用于判定调制信号 A 的部分比特的部分比特判定单元结构的图；
- [0051] 图 25B 是表示实施方式 5 的用于判定调制信号 B 的部分比特的部分比特判定单元结构的图；
- [0052] 图 25C 是表示实施方式 5 的似然检测单元结构的图；
- [0053] 图 26 是表示实施方式 5 的编码单元的其他结构例的方框图；
- [0054] 图 27 是表示根据实施方式 5 的接收装置的信号处理单元的其他结构例的方框图；
- [0055] 图 28 是表示在实施方式 6 进行网格编码 (trellis coding) 调制的调制单元结构的方框图；
- [0056] 图 29 是表示用于对 BPSK 信号进行部分比特判定的区域分割方法的图；
- [0057] 图 30 是表示实施方式 7 的发送装置结构的方框图；
- [0058] 图 31 是表示实施方式 7 的帧结构的图；

- [0059] 图 32 是表示实施方式 7 的接收装置结构的方框图；
- [0060] 图 33 是表示根据实施方式 7 的接收装置的信号处理单元结构的方框图；
- [0061] 图 34 是表示实施方式 7 的接收装置的信号处理单元的其他结构的方框图；
- [0062] 图 35 是用于说明实施方式 8 的 1 比特判定处理的图；
- [0063] 图 36 是表示实施方式 8 的 1 比特判定处理顺序的流程图；
- [0064] 图 37 是用于说明实施方式 9 的区域分割的图；
- [0065] 图 38 是用于说明实施方式 9 的区域分割的图；
- [0066] 图 39 是用于说明实施方式 11 的曼哈顿距离 (Manhattan distance) 和欧几里得距离的图；
- [0067] 图 40 是用于说明实施方式 11 的采用了曼哈顿距离的欧几里得距离的近似的图；
- [0068] 图 41 是表示实施方式 11 的用于似然检测的电路结构例子的方框图；
- [0069] 图 42 是表示实施方式 12 的部分比特判定处理顺序的流程图；
- [0070] 图 43 是表示实施方式 13 的接收装置的信号处理单元结构的方框图；
- [0071] 图 44 是表示实施方式 14 的接收装置的信号处理单元结构的方框图；以及
- [0072] 图 45 是表示实施方式 15 的接收装置的信号处理单元结构的方框图。

具体实施方式

[0073] 以下,参照附图详细说明本发明的实施方式。

[0074] (实施方式 1)

[0075] 图 2 表示本实施方式的发送装置的结构。发送装置 100,对调制单元 102 输入数字信号 101,并对调制单元 110 输入数字信号 109。

[0076] 调制单元 102 将数字信号 101、帧结构信号 118 作为输入,按照帧结构信号 118 而对数字信号 101 进行调制,将据此获得的基带信号 103 向扩频单元 104 送出。扩频单元 104 将基带信号 103 乘以扩频码,将据此获得的扩频了的基带信号 105 向无线单元 106 发出。无线单元 106 通过对扩频后的基带信号 105 施加频率转换、放大等,获得调制信号 107。调制信号 107 从天线 108 作为电波输出。

[0077] 调制单元 110 将数字信号 109、帧结构信号 118 作为输入,按照帧结构信号 118 而调制数字信号 109,将据此获得的基带信号 111 向扩频单元 112 发出。扩频单元 112 将基带信号 111 乘以扩频码,将据此获得的扩频后的基带信号 113 向无线单元 114 发出。无线单元 114 通过对扩频后的基带信号 113 施加频率转换、放大等,获得调制信号 115。调制信号 115 从天线 116 作为电波输出。

[0078] 另外,在以下的说明中,将从天线 108 发送的信号称为调制信号 A,将从天线 116 发送的信号称为调制信号 B。

[0079] 帧结构信号生成单元 117 将表示帧结构的信息,例如图 3 的帧结构信息,作为帧结构信号 118 输出。

[0080] 图 3 表示了从发送装置 100 的各天线 108、116 发送的调制信号的帧结构例。从天线 108 发送的调制信号 A、从天线 116 发送的调制信号 B,具有用于信道估计的信道估计码元 201、203 和数据码元 202、204。发送装置 100 将如图 3 所示的帧结构的调制信号 A 和调制信号 B 在大致相同的时刻发送。再者,用于信道估计的码元 201 及 203 也可称为导频码

元、唯一字码、前导码。

[0081] 图 4 表示本实施方式的接收装置的结构。接收装置 300 以两根天线 301、311 接收信号。

[0082] 无线单元 303 将在天线 301 接收到的接收信号 302 作为输入,对接收信号 302 施加频率转换、正交解调等,将据此获得的基带信号 304 向解扩单元 305 送出。解扩单元 305 将基带信号 304 解扩,输出据此获得的解扩后的基带信号 306。

[0083] 调制信号 A 的信道变动估计单元 307 将解扩后的基带信号 306 作为输入,使用例如图 3 的帧结构的调制信号 A 的信道估计码元 201,估计信道变动,将据此获得的调制信号 A 的信道变动信号 308 向信号处理单元 321 送出。相同地,调制信号 B 的信道变动估计单元 309 将解扩后的基带信号 306 作为输入,使用例如图 3 的帧结构的调制信号 B 的信道估计码元 203,估计信道变动,将据此获得的调制信号 B 的信道变动信号 310 向信号处理单元 321 送出。

[0084] 无线单元 313 将在天线 311 接收到的接收信号 312 作为输入,对接收信号 312 施加频率转换、正交解调等,将据此获得的基带信号 314 向解扩单元 315 送出。解扩单元 315 将基带信号 314 解扩,输出据此获得的解扩后的基带信号 316。

[0085] 调制信号 A 的信道变动估计单元 317 将解扩后的基带信号 316 作为输入,使用例如图 3 的帧结构的调制信号 A 的信道估计码元 201,估计信道变动,将据此获得的调制信号 A 的信道变动信号 318 向信号处理单元 321 送出。相同地,调制信号 B 的信道变动估计单元 319 将解扩后的基带信号 316 作为输入,使用例如图 3 的帧结构的调制信号 B 的信道估计码元 203,估计信道变动,将据此获得的调制信号 B 的信道变动信号 320 向信号处理单元 321 送出。

[0086] 信号处理单元 321 将解扩后的基带信号 306 和 316、调制信号 A 的信道变动信号 308 和 318、调制信号 B 的信道变动信号 310 和 320 作为输入,通过使用这些信号进行调制信号 A 和 B 的检测、解码等,获得调制信号 A 的数字信号 322、调制信号 B 的数字信号 323。图 5 表示信号处理单元 321 的详细结构,其详细操作在后面叙述。

[0087] 图 6 表示了本实施方式的发送接收装置之间的关系。将从发送装置 100 的天线 108 发送的信号设为 $Txa(t)$,将从天线 116 发送的信号设为 $Txb(t)$,将在接收装置 300 的接收天线 301 接收的信号设为 $Rx1(t)$,将在接收天线 311 接收的信号设为 $Rx2(t)$,将各天线间的传输变动,分别设为 $h11(t)$ 、 $h12(t)$ 、 $h21(t)$ 、 $h22(t)$ 。于是,以下算式的关系式成立。其中, t 设为时间。

$$[0088] \quad \begin{pmatrix} Rx1(t) \\ Rx2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11(t) & h21(t) \\ h12(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Txa(t) \\ Txb(t) \end{pmatrix} \quad (1)$$

[0089] 图 7A、图 7B 表示在各调制单元 102、110 进行了 16QAM(QuadratureAmplitude Modulation) 时的调制信号 A 和调制信号 B 的信号点配置及比特分配。图 7A 是调制信号 A 的信号点配置及比特分配,图 7B 是调制信号 B 的信号点配置及比特分配。调制信号 A、调制信号 B 都是 1 码元得以分配 4 比特。在此实施方式中,说明中将调制信号 A 的 1 码元分配到的 4 比特记述为 $(Sa0, Sa1, Sa2, Sa3)$,将调制信号 B 的 1 码元分配到的 4 比特记述为 $(Sb0, Sb1, Sb2, Sb3)$ 。即, $(Sa0, Sa1, Sa2, Sa3)$ 、 $(Sb0, Sb1, Sb2, Sb3)$,分别取得从 $(0, 0, 0, 0)$ 、

0) 到 (1、1、1、1) 的 16 种值。

[0090] 如图 7A、图 7B 那样, 调制信号 A、调制信号 B 为 16QAM 时, 经复用而接收的接收信号中, 存在 $16 \times 16 = 256$ 点的信号点。有关这 256 点的信号点在 I-Q 平面的估计信号点, 可以从图 4 的调制信号 A 的信道变动信号 308 和调制信号 B 的信道变动信号 310 获得。图 8 是表示该信号点配置的一个例子。

[0091] 图 8 的黑点表示 256 点的估计信号点。而且, 码元 701 表示图 4 的解扩后基带信号 306 的信号点。此时, 以求 256 点的估计信号点和解扩后的基带信号的信号点 701 间的信号点距离、搜寻取最小距离值的估计信号点, 可对调制信号 A、调制信号 B 解码和检测。例如, 码元 702 是 (Sa0、Sa1、Sa2、Sa3、Sb0、Sb1、Sb2、Sb3) 为 (0、0、0、0、0、0、0、0) 的估计信号点, 图 8 的情况下, 由于在 256 点的估计信号点中, 接收点 701 到估计信号点 702 的距离最小, 所以作为检测结果, 可以获得 (0、0、0、0、0、0、0、0)。

[0092] 通过这样进行检测, 由于必须求取接收点与全部 256 点的估计信号点之间的信号点距离, 所以存在电路规模变得非常大的缺点。但是, 也存在可以获得良好的接收质量 (差错率特性良好的数据) 的优点。另一方面, 在进行与 (1) 式的关系式的逆矩阵运算的检测方法时, 虽可以减少电路规模, 但有差错率特性变差的缺点。

[0093] 本实施方式的接收装置 300 就是基于这两者的特征而构成的, 能够以较小的电路规模, 获得质量 (差错率特性) 良好的接收数据。

[0094] 图 5 是表示本实施方式的接收装置 300 的特征的信号处理单元 321 的详细结构。

[0095] 分离单元 507 将调制信号 A 的信道变动信号 308 和 318、调制信号 B 的信道变动信号 310 和 320 以及解扩后的基带信号 306 和 316 作为输入, 以进行 (1) 式的逆矩阵运算, 获得发送信号 $T_{xa}(t)$ 、 $T_{xb}(t)$ 的估计信号。分离单元 507 把这样获得的调制信号 A 的估计基带信号 508 送到部分比特判定单元 509, 并将调制信号 B 的估计基带信号 511 送到部分比特判定单元 512。

[0096] 在这里, 分离单元 507 和部分比特判定单元 509、512, 构成使用与似然检测不同的检测方法而仅解调调制信号 A、B 的一部分比特的部分比特解调单元 550。这里, 本实施方式就是以在分离单元 507 进行 (1) 式的逆矩阵运算的情况进行叙述的。但是, 也可以例如进行 MMSE 运算, 将多个调制信号混杂在一起的接收信号, 分离为各调制信号 A、B, 主要在于只要使用与似然检测不同的检测方法仅解调调制信号 A、B 的一部分比特即可。

[0097] 现在对部分比特判定单元 509、512 的动作加以说明。由于部分比特判定单元 509 和部分比特判定单元 512 的动作相同, 而仅是处理的信号不同, 所以在此就有关调制信号 A 的部分比特判定单元 509 的动作加以说明。图 9A 表示 16QAM 的 16 个信号点 (码元) 的坐标配置。由此可知, 构成调制信号 A 的 1 码元的 4 比特 (Sa0、Sa1、Sa2、Sa3), 根据信号点位置, 取从 (0、0、0、0) 到 (1、1、1、1) 的任一值。

[0098] 部分比特判定单元 509 将调制信号 A 的估计基带信号 508 作为输入, 调制信号 A 的估计基带信号 508 存在于图 9B 所示的区域 1 时确定 $Sa0 = 1$, 存在于区域 2 时确定 $Sa0 = 0$, 存在于区域 3 时确定 $Sa2 = 1$, 存在于区域 4 时确定 $Sa2 = 0$, 存在于区域 5 时确定 $Sa3 = 1$, 将此信息作为调制信号 A 的确定的部分比特信息 510 输出。部分比特判定单元 512, 将调制信号 B 的估计基带信号 511 作为输入, 以进行和上述相同的动作, 并输出调制信号 B 的已确定的部分比特信息 513。

[0099] 这里,将确定 1 比特的区域决定为如图 9B 那样的理由,是因为 Sa0、Sb1、Sa2、Sa3 之中,与图 9B 那样决定的 1 比特和剩余的 3 比特相比较,正确的可能性较高。因此,即使确定了这 1 比特,在之后的检测中,导致接收质量恶化的可能性也较低。

[0100] 接着,对信号点减少单元 514、516 的动作加以说明。信号点减少单元 514 将调制信号 A 的信道变动估计信号 318、调制信号 B 的信道变动估计信号 320、调制信号 A 的确定的部分比特信息 510 以及调制信号 B 的确定的部分比特信息 513 作为输入。此处在不进行信号点减少的情况下,如图 8 那样,从调制信号 A 的信道变动估计信号 318、调制信号 B 的信道变动估计信号 320,求取 256 个信号点候补点。但是,在本实施方式中,通过使用调制信号 A 的确定的部分比特信息 510 及调制信号 B 的确定的部分比特信息 513,如上述那样,根据每 1 比特的确定信息(共计 2 比特),8 比特(256 点信号点)中仅有 $8-2=6$ 比特(64 个信号点)还是未确定的。

[0101] 例如,设定将 Sa0 = 1 的信息作为调制信号 A 的确定的部分比特信息 510,将 Sb0 = 0 的信息作为调制信号 B 的确定的部分比特信息 513,输入到信号点减少单元 514。于是,信号点减少单元 514 在 256 个信号点(图 8)中删去不成为 Sa0 = 1 且 Sb = 0 值的信号点。据此,可将候补信号点减少到 64 个,信号点减少单元 514 将这 64 个信号点的信息作为减少后的信号点信息 515 输出。信号点减少单元 516 将调制信号 A 的信道变动信号 308、调制信号 B 的信道变动信号 310、调制信号 A 的确定的部分比特信息 510 以及调制信号 B 的确定的部分比特信息 513 作为输入,进行和上述相同的动作,并输出减少后的信号点信息 517。

[0102] 似然检测单元 518 将解扩后的基带信号 306、316、减少后的信号点信息 515、517 作为输入。然后,从减少后的信号点信息 515 及解扩后的基带信号 316,获得图 10 的状态。在图 10 中,解扩后的基带信号 316 是以码元 701 表示的信号点,减少后的信号点信息 515 是以黑点表示 64 个信号点。然后,似然检测单元 518 求取 64 点候补信号点和解扩后的基带信号的信号点 701 间的信号点距离。即,求取分支量度。将其命名为分支量度 X。相同地,似然检测单元 518 从减少后的信号点信息 517 及解扩后的基带信号 306,求取 64 个候补信号点和解扩后的基带信号的信号点 701 之间的信号点距离。即,求取分支量度。将其命名为分支量度 Y。

[0103] 然后,似然检测单元 518 使用分支量度 X 和分支量度 Y,求取似然最高的 8 比特序列,将其作为调制信号 A 的数字信号 322 及调制信号 B 的数字信号 323 输出。另外,在图 5 的例中,似然检测单元 518 是将调制信号 A 和调制信号 B 的数字信号 322 和 323 分离(并联地)输出,但是,也可以设为将调制信号 A、调制信号 B 的数字信号一起(串联地)作为一系列的数字信号输出。

[0104] 这样,根据本实施方式,通过设置:使用与似然检测不同的检测方法,而判定构成各调制信号的 1 码元的多个比特中的部分比特的部分比特解调单元 550;使用判定的部分比特而减少候补信号点的信号点减少单元 514、516;以及以基于减少的候补信号点和接收点之间的欧几里得距离,进行最大似然检测而获得接收数字信号 322、323 的似然检测单元 518;从而可以实现以较小的电路规模,有效提升差错率特性的接收装置 300。亦即,由于在似然检测单元 518 使用减少了的候补信号点,以致求取欧几里得距离的运算次数减少,所以可减少电路规模。又如,因为基于逆矩阵运算结果而求取的部分比特,仅仅是难以出错的比特,所以和将全部的比特基于逆矩阵运算结果似然解码的情况相比较,可以大大抑制起

因于逆矩阵运算的差错率特性的恶化。

[0105] (i) 部分比特判定单元的其他结构例

[0106] 在上述的实施方式中,是对于由部分比特判定单元 509、512 对每 1 比特进行比特判定,在信号点减少单元 514、516 分别减少共计 2 比特的候补信号点数的情况进行说明的。在此,说明通过由部分比特判定单元 509、512 对每 2 比特进行比特判定,在信号点减少单元 514、516 分别减少共计 4 比特的候补信号点数的方法及结构。

[0107] 图 11 A 和图 11B 是表示在图 8 的部分比特判定单元 509、512 中,确定 2 比特时的确定方法的一个例子。由于部分比特判定单元 509 和部分比特判定单元 512 的动作相同,而仅是处理的信号不同,所以在此就有关调制信号 A 的部分比特判定单元 509 的动作加以说明。图 11 表示 16QAM 的 16 个信号点(码元)的坐标配置。由此可知,构成调制信号 A 的 1 码元的 4 比特(Sa0、Sa1、Sa2、Sa3),根据信号点位置,取从(0、0、0、0)到(1、1、1、1)的任一值。

[0108] 部分比特判定单元 509,将调制信号 A 的估计基带信号 508 作为输入,调制信号 A 的估计基带信号 508 存在于以图 11B 的虚线被划入的区域 1 时,确定 Sa0 = 0、Sa2 = 1;存在于区域 2 时,确定 Sa1 = 1、Sa2 = 1;存在于区域 3 时,确定 Sa0 = 1、Sa2 = 1;存在于区域 4 时,确定 Sa0 = 0、Sa3 = 1;存在于区域 5 时,确定 Sa1 = 1、Sa3 = 1;存在于区域 6 时,确定 Sa0 = 1、Sa3 = 1;存在于区域 7 时,确定 Sa0 = 0、Sa2 = 0;存在于区域 8 时,确定 Sa1 = 1、Sa2 = 0;存在于区域 9 时,确定 Sa0 = 1、Sa2 = 0。然后,部分比特判定单元 509 将此信息作为调制信号 A 的确定了的部分比特信息 510 输出。部分比特判定单元 512,将调制信号 B 的估计基带信号 511 作为输入,以进行和上述相同的动作,并输出调制信号 B 的已确定的部分比特信息 513。

[0109] 这里,将确定 2 比特的区域决定为如图 11B 那样的理由,是因为 Sa0、Sa1、Sa2、Sa3 之中,如图 11B 那样判定的 2 比特和剩余的 3 比特相比较,正确的可能性较高。因此,即使确定了这 2 比特,在之后的检测中,导致接收质量恶化的可能性也较低。

[0110] 在信号点减少单元 514,通过进行和上述相同的动作而进行候补信号点减少。此时,由于调制信号 A 的确定了的部分比特信息 510 为 2 比特、调制信号 B 的确定了的部分比特信息 513 为 2 比特而构成,所以成为 8 比特(256 点信号点)中,仅仅是 $8-4=4$ 比特(16 个信号点)是未确定的。据此,可将候补信号点减少到 16 个。这 16 个中的信号点信息成为减少后的信号点信息。因此,由于在似然检测单元 518,可以进一步减少分支量度的计算,所以可以进一步减小电路规模。但是,如果在部分比特判定单元 509、512 判定的比特数增加,则接收质量会恶化。

[0111] (ii) 对多载波方式的应用

[0112] 这里,说明将本发明应用于多载波方式的情况的结构例子。作为多载波方式,以使用了 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式的情况为例进行说明。

[0113] 图 12 表示发送装置的结构。发送装置 1100,对调制单元 1102 输入数字信号 1101,并对调制单元 1112 输入数字信号 1111。

[0114] 调制单元 1102、1112,分别将数字信号 1101、1111、帧结构信号 1122 作为输入,按照帧结构信号 1122 而调制数字信号 1101、1111,将据此获得的基带信号 1103、1113 向串行并行转换单元(S/P)1104、1114 送出。串行并行转换单元 1104、1114 分别将基带信号

1103、1113 进行串行并行转换,并将据此获得的并行信号 1105、1115 向逆傅里叶转换单元(idft)1106、1116 送出。逆傅里叶转换单元 1106、1116,分别对并行信号 1105、1115 施加逆傅里叶转换,将据此获得的逆傅里叶转换后的信号 1107、1117 向无线单元 1108、1118 送出。无线单元 1108、1118,通过分别对逆傅里叶转换后的信号 1107、1117 施加频率转换、信号放大等,获得调制信号 1109、1119。调制信号 1109、1119 分别从天线 1110、1120 作为电波输出。

[0115] 据此,从各天线 1110、1120 分别发送作为 OFDM 信号的调制信号 1109(调制信号 A)和调制信号 1119(调制信号 B)。

[0116] 在这里,帧结构信号生成单元 1121 将帧结构的信息作为帧结构信号 1122 输出。在图 13A、图 13B 中表示了帧结构的例子。图 13A、图 13B 是将帧结构以时间-频率轴来表示的图。图 13A 表示调制信号 A 的帧结构,图 13B 表示调制信号 B 的帧结构。作为一个例子表示由从载波 1 到载波 5 构成的情况。设为相同时刻的码元被同时发送。另外,以斜线表示的导频码元 1201,是在接收方用于进行信道估计的码元。此处称为导频码元,但也可使用前导码等其他称呼,只要是进行信道估计的码元即可。还有,以空白表示的 1202 表示数据码元。

[0117] 图 14 表示接收装置的结构。接收装置 1300 以两根天线 1301、1311 接收信号。

[0118] 无线单元 1303 将以天线 1301 接收的接收信号 1302 作为输入,对接收信号 1302 施加频率转换等,将据此获得的基带信号 1304 向傅里叶转换单元(dft)1305 送出。傅里叶转换单元 1305 将基带信号 1304 进行傅里叶转换,并输出据此获得的傅里叶转换后的信号 1306。

[0119] 调制信号 A 的信道变动估计单元 1307 将傅里叶转换后的信号 1306 作为输入,使用图 13A 的调制信号 A 的导频码元 1201,从载波 1 到载波 5 分别求取调制信号 A 的信道变动,输出调制信号 A 的信道变动信号群 1308(以从载波 1 到载波 5 各自的估计信号构成)。相同地,调制信号 B 的信道变动估计单元 1309 将傅里叶转换后的信号 1306 作为输入,使用图 13B 的调制信号 B 的导频码元 1201,从载波 1 到载波 5 分别求取调制信号 B 的信道变动,输出调制信号 B 的信道变动信号群 1310(以从载波 1 到载波 5 各自的估计信号而构成)。

[0120] 相同地,无线单元 1313 将在天线 1311 接收的接收信号 1312 作为输入,对接收信号 1312 施加频率转换等,将据此获得的基带信号 1314 向傅里叶转换单元(dft)1315 送出。傅里叶转换单元 1315 将基带信号 1314 进行傅里叶转换,并输出据此获得的傅里叶转换后的信号 1316。

[0121] 调制信号 A 的信道变动估计单元 1317 将傅里叶转换后的信号 1316 作为输入,使用图 13A 的调制信号 A 的导频码元 1201,从载波 1 到载波 5 分别求取调制信号 A 的信道变动,输出调制信号 A 的信道变动信号群 1318(以从载波 1 到载波 5 各自的估计信号构成)。相同地,调制信号 B 的信道变动估计单元 1319 将傅里叶转换后的信号 1316 作为输入,使用图 13B 的调制信号 B 的导频码元 1201,从载波 1 到载波 5 分别求取调制信号 B 的信道变动,输出调制信号 B 的信道变动信号群 1320(以从载波 1 到载波 5 各自的估计信号而构成)。

[0122] 信号处理单元 1321 将傅里叶转换后的信号 1306、1316、调制信号 A 的信道变动信号群 1308、1318、以及调制信号 B 的信道变动信号群 1310、1320 作为输入,通过使用这些信号进行调制信号 A 和 B 的解码、检测等,获得调制信号 A 的数字信号 1322、调制信号 B 的数

字信号 1323。

[0123] 信号处理单元 1321 设为和图 5 所示的信号处理单元 321 相同的结构就可以了。即,代替图 5 的调制信号 A 的信道变动信号 308,而输入调制信号 A 的信道变动估计群 1308;代替调制信号 B 的信道变动信号 310,而输入调制信号 B 的信道变动估计群 1310;代替解扩后的基带信号 306,而输入傅里叶转换后的信号 1306;代替调制信号 A 的信道变动信号 318,而输入调制信号 A 的信道变动估计群 1318;代替调制信号 B 的信道变动信号 320,而输入调制信号 B 的信道变动估计群 1320;代替解扩后的基带信号 316,而输入傅里叶转换后的信号 1316 即可。

[0124] 例如,分离单元 507 将调制信号 A 的信道变动估计群 501、504、调制信号 B 的信道变动估计群 502、505、傅里叶转换后的信号 503、506 作为输入,根据 (1) 式对每个载波施加逆矩阵运算,按照图 13A、图 13B 的频率-时间轴的帧结构,输出调制信号 A 的估计基带信号 508、调制信号 B 的估计基带信号 511。

[0125] 然后,部分比特判定单元 509、512 对每个载波和上述相同地判定部分比特。而且,信号点减少单元 514、516 也对每个载波和上述相同地进行信号点减少,似然检测单元 518 也对每个载波进行似然检测。据此,可以获得 OFDM 信号构成的调制信号 A、B 的数字信号 1322、1323。

[0126] 这样,对于 OFDM 方式等的多载波方式,也可以实施本发明。

[0127] (实施方式 2)

[0128] 本实施方式,与实施方式 1 相较,将 2 比特的部分判定情况的分割更简单化,并对于接收质量改善效果较大的 I-Q 平面的信号点配置方法加以说明。另外,此处,主要对调制信号 A 加以说明,只要对调制信号 B 进行相同的处理即可。

[0129] 发送装置和接收装置的概要结构和实施方式 1 相同。与实施方式 1 不同之处在于:发送装置的调制单元的结构、接收装置的部分比特判定单元和信号点减少单元的结构。

[0130] 在图 15A 表示本实施方式的发送装置的信号点配置的例子。另外,图 15B 表示本实施方式的接收装置的部分比特判定方法。即,由图 2 的调制单元 102、110、图 12 的调制单元 1102、1112,进行如图 15A 那样的信号点映射。还有,由图 5 的部分比特判定单元 509、512,进行如图 15B 那样的区域分割并判定部分比特。

[0131] 如图 15A 所示,本实施方式的调制单元,将 4 个信号点设为 1 组进行调制处理(映射),使得 1 组内的 4 个点的信号点之间的距离较小,而组与组之间的距离变大。此外,调制单元使 1 组内的 4 点信号点间的距离相同,并使各组之间的距离相同。由此,调制单元以将区域简单分割为第 1 到第 4 象限的方式配置信号点。

[0132] 据此,在接收方,可简单地解调在以信号点 4 点构成的组内共同的 2 比特。即,由于组内的信号点间距离较小,而组间的信号点距离较大,可容易且准确地判定接收点包含在哪个组(象限),所以可容易且准确地进行 2 比特的部分判定。

[0133] 具体而言,接收基带信号在图 15B 所示的 I-Q 平面,存在于区域 1 时,将在区域 1 的信号点 4 点共同的 2 比特,即 $Sa0 = 1$ 、 $Sa2 = 1$ 确定为部分比特。以及,接收基带信号存在于区域 2 时,将在区域 2 的信号点 4 点共同的 2 比特,即 $Sa0 = 0$ 、 $Sa2 = 1$ 确定为部分比特。以及,接收基带信号存在于区域 3 时,将在区域 2 的信号点 4 点共同的 2 比特,即 $Sa0 = 0$ 、 $Sa2 = 0$ 确定为部分比特。以及,接收基带信号存在于区域 4 时,将在区域 4 的信号点

4 点共同的 2 比特,即 $Sa0 = 1$ 、 $Sa2 = 0$ 确定为部分比特。

[0134] 图 5 的部分比特判定单元 509 将这些确定的 2 比特的信息,作为调制信号 A 的确定的部分比特信息 510 输出。另外,在比特判定单元 512,对于调制信号 B 也进行相同的处理。

[0135] 图 5 的信号点减少单元 514、516 使用根据部分比特判定单元 509、512 确定的 4 比特的信息,如在实施方式 1 中已经叙述了的那样,将 256 点候补信号点减少到 16 点候补信号点。

[0136] 这样,根据本实施方式,对于发送装置 100、1100 的调制单元 102、110、1102、1112,通过使用在 IQ 平面上分割为多个信号点组,且信号点组内的最小信号点之间距离设为小于信号点组间的最小信号点距离的信号点配置,而对发送比特进行信号点映射,可获得在接收方容易且准确地进行部分比特的判定的效果。

[0137] 此外,在使 1 个组内的 4 个点的信号点之间的距离相同,并使组与组之间的距离相同,这就可以使发送最大功率对发送平均功率之比变小。据此,由于发送系的功率放大器的线性放大要求减轻,所以也就可以获得使消耗功率变小的效果。这在应用于以下说明的 64 值的调制方式时也一样。

[0138] 再者,在实施方式 1 或本实施方式中,对于使调制信号 A 和调制信号 B 的信号点配置相同的情况进行了说明,但即使是调制信号 A 和调制信号 B 的信号点配置不同的情况下,也可获得相同的效果。

[0139] 例如,在发送方,使调制信号 A 的信号点配置如图 1 5A 那样,使调制信号 B 的信号点配置如图 9A 那样。然后在接收方,由图 5 的调制信号 A 的部分比特判定单元 509 确定 2 比特,由调制信号 B 的部分比特判定单元 512 确定 1 比特,这样就确定了总计 3 比特。然后,在信号点减少单元 514、516,使用这确定的 3 比特的部分比特信息将 256 点候补信号点减少到 32 个信号点。

[0140] 另外,也可以考虑在接收方仅判定调制信号 A 部分比特的方法。图 16 表示为实现此方法的信号处理单元 321 的结构。另外,在该例中,为了容易地判定部分比特,假设如图 15A 那样配置调制信号 A 的信号点。图 16 的部分比特判定单元 509,基于图 15B 的判定基准而进行调制信号 A 的 2 比特的部分判定。信号点减少单元 514、516 使用确定的 2 比特,将 256 点候补信号点减少到 64 点候补信号点。似然检测单元 518 通过求取 64 点信号点和接收基带信号间的欧几里得距离,进行似然检测。

[0141] 如此,由于只要判定一方的调制信号的部分比特,就可以将部分比特判定单元的结构简单化,所以即可相应地减少电路规模。这样的结构,在一方的调制信号为比另一方的调制信号更容易进行部分比特判定的信号点配置时,特别有效。

[0142] (实施方式 3)

[0143] 本实施方式中,对于将调制方式设为 64 值的多阶调制时的具体的信号点配置的方法及部分比特的判定方法加以说明。发送装置及接收装置的概要结构,除去将调制方式从 16 值的多阶调制转换到 64 值的多阶调制之外,和实施方式 1 或实施方式 2 相同。

[0144] 图 17 表示了 I-Q 平面上的 64QAM 的信号点配置。本实施方式的接收装置,由图 5 的部分比特判定单元 509、511,分别进行判定 6 比特中出错可能性最低的 1 比特的区域分割来确定 1 比特。然后通过由信号点减少单元 514、516 从 $64 \times 64 = 4096$ 点候补信号点减

少 2 比特份的信号点,将候补信号点减少到 1024 点。似然检测单元 518 通过求取 1024 点各候补信号点和接收点之间的欧几里得距离,来进行似然检测。

[0145] 另外,在接收装置中,当进行由部分比特判定单元 509、511 确定 2 比特的区域分割,分别确定 2 比特的部分比特时,可以将候补信号点数减少到 256 点。再如,当进行确定 3 比特的区域分割,分别确定 3 比特的部分比特,则可以将候补信号点数减少到 64 点。再如,当进行确定 4 比特的区域分割,分别确定 4 比特的部分比特,则可以将候补信号点数减少到 16 点。这样,因为通过部分比特判定单元 509、511 判定的比特数越多,就越可以减少在进行似然检测时的候补信号点数,所以就可以减少运算量。但是,在由部分比特判定单元 509、511 确定的比特数越多的情况下,差错率特性亦越恶化,并且存在和实施方式 1 的 16QAM 时相同的情况,即区域分割变得越复杂的缺点。

[0146] 于是,在本实施方式中,作为更优选的 64 值的多阶调制的信号点配置,建议使用图 18 那样的信号点配置。图 18 的信号点配置,作为基本概念,和实施方式 2 中说明的相同。即,进行将信号点分为多个组,并使组与组之间的最小欧几里得距离大于组内的信号点之间的最小欧几里得距离的调制(映射)处理。

[0147] 具体而言,将信号点 16 点设为 1 组,进行 1 组内的 16 点信号点间的距离较小,而组间的距离变大的调制处理(映射)。此外,调制单元使 1 组内的 16 点信号点间的距离相同,并使各组之间的距离相同。由此,调制单元以将区域简单分割为第 1 到第 4 象限的方式配置信号点。

[0148] 据此,在接收方,可简单地解调在以信号点 16 点构成的组内共同的 2 比特。即,由于组内的信号点间距离较小,而组间的信号点距离较大,可容易且准确地判定接收点包含在哪个组(象限),所以可容易且准确地进行 2 比特的部分判定。

[0149] 本实施方式中,作为 64 值的多阶调制的其他优选信号点配置,建议使用如图 19 所示的信号点配置。图 19 是适合于各调制信号确定 4 比特的部分比特的 64 值的多阶调制的信号点配置。该信号点配置的基本概念和以上叙述的相同,进行将信号点分为多个组,且使组间的最小欧几里得距离,大于组内的信号点间的最小欧几里得距离那样的调制(映射)处理。

[0150] 具体而言,将信号点 4 点设为 1 组,进行 1 组内的 4 点信号点间的距离较小,而组间的距离变大的调制处理(映射)。如此,以将区域简单分割为 1 ~ 16 个区域的方式配置信号点。

[0151] 据此,在接收方,可简单地解调在以信号点 16 点构成的组内共同的 4 比特。即,由于组内的信号点间距离较小,而组间的信号点距离较大,可容易且准确地判定接收点包含在哪个组(区域 1 ~ 16),所以,可以容易且准确地进行 4 比特的部分判定。

[0152] 这样,根据本实施方式,将各自不同的 64 值调制信号从多根天线发送时,通过将 64 值的信号点分为多个组,且进行使组间的最小欧几里得距离大于组内的信号点间的最小欧几里得距离的调制(映射)处理,可以在接收方容易且准确地进行部分比特判定处理及信号点减少处理,所以可以在接收方用较小的电路规模,获得差错率特性良好的接收信号。

[0153] 再者,本实施方式的方法如实施方式 2 中说明了的那样,并不限于使调制信号 A 和调制信号 B 的信号点配置相同的情况,即使在调制信号 A 和调制信号 B 的信号点配置以不同的方式配置,以使调制信号 A 和调制信号 B 判定的部分比特的比特数不同的情况下,也可

以实施。

[0154] (实施方式 4)

[0155] 本实施方式中,对适合于加上实施方式 1~3 的结构,在发送方进行卷积编码或者特播(turbo)编码,而在接收方进行软判定解码的情况下的软判定值计算方法进行说明。本实施方式基本上能适用于采用在上述的实施方式中描述的任何信号点配置的情况,此处作为一个例子,以在发送方进行图 1 5A 表示的信号点配置的情况为例,加以说明。

[0156] 在和图 2 的对应部分标注相同标号表示的图 20,表示本实施方式的发送装置的结构。发送装置 1900 向编码单元 1902 输入发送数字信号 1901。编码单元 1902,通过对发送数字信号 1901 施加卷积编码,获得编码后的数字信号 101 及编码后的数字信号 102,将这些发送到调制单元 102、110。

[0157] 接收装置的整体结构如图 4 所示。本实施方式中,将图 4 的信号处理单元 321 如图 21 的信号处理单元 2000 那样构成。另外,在图 21 中,与图 5 相对应的部分标注了相同的标号。

[0158] 本实施方式的信号处理单元 2000 具有软判定值计算单元 2001。软判定值计算单元 2001 将减少后的信号点信息 515、517 和解扩后的基带信号 503、506 作为输入,使用这些信号获得软判定值信号 2002,将其向判定单元 2003 送出。判定单元 2003 解码软判定值信号 2002,而获得数字信号 2004。

[0159] 参照图 22 详细叙述该软判定值计算单元 2001 及判定单元 2003 的处理。

[0160] 例如,假设图 20 的发送装置 1900 以如图 15A 那样的信号点配置发送调制信号。并且,假设图 4 的接收装置 300 接收了此调制信号。

[0161] 于是,在图 21 的信号处理单元 2000,部分比特判定单元 509 基于图 15B 的信号点配置的区域分割,确定调制信号 A 的 Sa_0 、 Sa_2 的 2 比特,并将其作为部分比特信息 510 输出。相同地,部分比特判定单元 512 基于图 15B 的信号点配置的区域分割,确定调制信号 B 的 Sb_0 、 Sb_2 的 2 比特,并将其作为部分比特信息 513 而输出。

[0162] 信号点减少单元 514 使用来自部分比特判定单元 509、512 的 4 比特的信息,从 $16 \times 16 = 256$ 点的信号点,求取 16 点信号点,将其作为减少后的信号点信息 515,向软判定值计算单元 2001 送出。相同地,信号点减少单元 516 也将 16 点的信号点信息,作为减少后的信号点信息 517,向软判定值计算单元 2001 送出。

[0163] 此处,作为一个例子,将在部分比特判定单元 509 确定的调制信号 A 的部分比特设为 $Sa_0 = 0$ 、 $Sa_2 = 0$,并将在部分比特判定单元 512 确定的调制信号 B 的部分比特设为 $Sb_0 = 0$ 、 $Sb_2 = 0$ 。

[0164] 此时,软判定值计算单元 2001 使用减少后的信号点信息 515 和解扩后的基带信号 316,进行图 22 的计算。

[0165] (步骤 ST1)

[0166] 首先,例如,求取减少后的信号点信息 515 的 16 个信号点和解扩后的基带信号之间的欧几里得距离的平方。此处,将欧几里得距离的平方以 $D(Sa_0, Sa_2, Sb_0, Sb_2, Sa_1, Sa_3, Sb_1, Sb_3)$ 这个函数表示。于是在此例中,由于 $Sa_0 = 0$ 、 $Sa_2 = 0$ 、 $Sb_0 = 0$ 、 $Sb_2 = 0$,所以求取在 $D(0, 0, 0, 0, Sa_1, Sa_3, Sb_1, Sb_3)$ 中的 Sa_1 、 Sa_3 、 Sb_1 、 Sb_3 为 0 或 1 的 16 个值。并且,可使用此求出事后概率。

[0167] (步骤 ST2)

[0168] 接着,从 $D(0,0,0,0, Sa1, Sa3, Sb1, Sb3)$ 的 16 个值中,求得最大值。将此时的最大值设为 D_{max} 。

[0169] (步骤 ST3)

[0170] 最后,将实际求得欧几里得距离的平方的 16 个信号点以外的 240 个信号点的欧几里得距离平方的值,全部设为 D_{max} 。在此例中,将从 $D(0,0,0,1,0,0,0,0)$ 到 $D(1,1,1,1,1,1,1,1)$ 的值,全部设为 D_{max} 。即,由于将实际求得至欧几里得距离的平方的 16 个信号点以外的 240 个信号点的欧几里得距离,可以看作大于 16 个信号点的欧几里得距离的平方值的最大值 D_{max} ,所以将这些信号点的欧几里得距离的平方值一律设定为 D_{max} 。据此,将 16 点的信号点的欧几里得距离的平方值有效地利用,可容易地获得 256 点的欧几里得距离的平方值。

[0171] 然后,软判定值计算单元 2001 将这些 256 点的欧几里得距离平方的值(分支量度)作为软判定值信号 2002 输出。

[0172] 判定单元 2003 将软判定值信号 2002 作为输入,从分支量度求路径量度并解码,且输出数字信号 2004。

[0173] 如此,根据信号处理单元 2000,由于通过在仅计算减少了的各候补信号点和接收点之间的欧几里得距离,并将此外的各信号点和接收点之间的欧几里得距离全部定为上述求得的欧几里得距离的最大值 D_{max} ,而获得全部的候补信号点的软判定值,所以能够容易地获得有关全部的候补信号点的软判定值。

[0174] 在和图 21 的对应部位标注相同标号表示的图 23,表示本实施方式的信号处理单元的另一种结构。信号处理单元 2200 具有加权系数计算单元 2201。

[0175] 加权系数计算单元 2201 将调制信号 A 的信道变动信号 308、318 和调制信号 B 的信道变动信号 310、320 作为输入,求取对应于乘以分支量度的可靠度的加权系数。此处,分离单元 507 通过进行例如 (1) 式的运算来分离信号时,加权计算单元 2201 求取对应于信号的分离精度的加权系数即可。具体而言,加权计算单元 2201 如文献“Soft-decision decoder employing eigenvalue of channel matrix in MIMO systems”IEEE PIMRC2003, pp. 1703-1707, Sep. 2003. 所示地,例如求取 (1) 式的矩阵的特征值的最小功率,并将其作为加权系数信号 2202 输出即可。

[0176] 软判定值计算单元 2001 将减少后的信号点信息 515、517 和解扩后的基带信号 306、316 以及加权系数信号 2202 作为输入,通过将求得的分支量度乘以加权系数,而求出软判定值信号 2002。

[0177] 如此,在信号处理单元 2200,通过将分支量度乘以加权系数,就可以进一步提高差错率特性。再者,上面的说明中,就作为加权系数使用了固有值的最小功率的情况进行了叙述,加权系数并不局限于此。

[0178] 另外,本实施方式中,就使用卷积编码的情况作了说明,但并不局限于此,使用特播编码、低密度奇偶校验编码等的情况下,也可以同样地实施。而且,即使设置更换信号顺序的交织,删去信号的一部分而降低冗长度的删截功能等,也可以同样地实施。这一点对有关其他的实施方式也一样。

[0179] 另外,在本实施方式中,说明了求取欧几里得距离的平方,并据此求取软判定值的

例子,但并不限于欧几里得距离的平方,但也可以适用于以其他的似然为基准,来求取软判定值的情况。这一点对有关其他的实施方式也一样。并且,作为求出软判决值的方法,除了本实施方式说明的之外,使用步骤 ST1 求出的事后概率和使用信道矩阵求出分离后的 SNR 使其作为事前概率,并使用事后概率和事前概率来求软判决值亦可。这一点对有关其他的实施方式也一样。

[0180] (实施方式 5)

[0181] 本实施方式中,对如同上述实施方式中说明了的那样,在接收方进行减少部分比特、减少候补信号点的处理时,更合适的编码(卷积编码、特播编码)方法加以说明。

[0182] 发送装置概要结构如图 20 所示。在这个实施方式中,作为一个例子,假设调制单元 102、110 采用了如图 15A 所示的信号点配置的 16 值多阶调制。同时,接收装置概要结构如图 4 所示。

[0183] 图 24 表示本实施方式的编码单元的结构。即,图 24 的编码单元 2300 作为图 20 的编码单元 1902 使用。

[0184] 编码单元 2300 包括:(Sa0, Sa2) 编码单元 2302、(Sa1, Sa3, Sb1, Sb3) 编码单元 2304 以及 (Sb0, Sb2) 编码单元 2306。各编码单元 2302、2304、2306 输入数字信号 1901,分别进行对特定的比特的编码处理。

[0185] 即,(Sa0, Sa2) 编码单元 2302 将包含在数字信号 1901 的比特 Sa0、Sa2 编码,输出该比特 Sa0、Sa2 的编码信息 2303。(Sa1, Sa3, Sb1, Sb3) 编码单元 2304 将包含于数字信号 1901 的比特 Sa1、Sa3、Sb1、Sb3 编码,输出该比特 Sa1、Sa3、Sb1、Sb3 的编码信息 2305。(Sb0, Sb2) 编码单元 2306 将包含在数字信号 1901 的比特 Sb0、Sb2 编码,输出 Sb0、Sb2 的编码信息 2307。

[0186] 如此,通过设为以预定的比特为单位施加编码处理,在接收方变得能够以该比特为单位进行纠错解码处理。特别是本实施方式中,通过设为在接收方进行部分比特判定的比特为单位而施加编码处理,能够以部分比特为单位进行纠错解码处理,所以是合适的。

[0187] (Sa0, Sa1, Sa2, Sa3) 信号生成单元 2308 将 Sa0、Sa2 的编码信息 2303 和 Sa1、Sa3、Sb1、Sb3 的编码信息 2305 作为输入,生成 Sa0、Sa1、Sa2、Sa3 的信号,并将其作为编码后的数字信号 101 输出。

[0188] 相同地,(Sb0, Sb1, Sb2, Sb3) 信号生成单元 2310 将 Sa1、Sa3、Sb1、Sb3 的编码信息 2305 和 Sb0、Sb2 的编码信息 2307 作为输入,生成 Sb0、Sb1、Sb2、Sb3 的信号,并将其作为编码后的数字信号 109 输出。

[0189] 接着,对接收这样的发送信号的接收装置的结构进行说明。本实施方式的接收装置概要结构如图 4 所示。接收装置 300 的信号处理单元 321 的结构如图 5 所示。本实施方式中,将信号处理单元 321 的部分比特判定单元 509 如图 25A 那样构成,将部分比特判定单元 512 如图 25B 那样构成,将似然检测单元 518 如图 25C 那样构成。

[0190] 图 25A 的 (Sa0, Sa2) 解码单元 2402 将调制信号 A 的估计基带信号 508 作为输入,对其解码而获得解码比特 Sa0、Sa2,并将其作为调制信号 A 的已确定的部分比特信息 510 输出。

[0191] 图 25B 的 (Sb0, Sb2) 解码单元 2405 将调制信号 B 的估计基带信号 511 作为输入,对其解码而获得解码比特 Sb0、Sb2,并将其作为调制信号 B 的已确定的部分比特信息 513 输

出。

[0192] 如此,通过以部分比特为单位执行纠错编码,可以进一步提升接收质量。亦即,由于如果对部分比特的判定存在错误,则在信号点减少时会选择错误的信号点,使得对剩余的比特的判定产生错误的可能性变得非常高。与此相对,如本实施方式那样,以部分比特为单位执行纠错编码,则可以提高将部分比特正确解码的可能性,所以可降低信号点减少时选择错误信号点的可能性。

[0193] 而且,更优选的是,设为由 (Sa0, Sa2) 编码单元 2302 及 (Sb0, Sb2) 编码单元 2306, 进行比 (Sa1, Sa3, Sb1, Sb3) 编码单元 2305 的纠错能力更高的编码。这样的话,就可以进一步提高能无错误地解码部分比特 Sa0、Sa2、Sb0、Sb2 的可能性,从而可以进一步降低进行出错的信号点减少的可能性,其结果是可以进一步提升差错率特性。

[0194] 另外,作为 16 值多阶调制的信号点配置,比起 16QAM,图 15A、图 15B 所示的信号点配置更适合于本实施方式那样的纠错编码的实现。这是由于相对于在 16QAM 判定的部分比特依据区域而不同,而在图 15A、图 15B 的情况下,无论什么区域,部分比特都固定为 (Sa0, Sa2)、(Sb0, Sb2),这样可以简单地实现纠错编码。另外,本实施方式中,是对于 16 值多阶调制执行纠错编码为例而加以说明的,但是如果对于 64 值多阶调制也进行和本实施方式相同的纠错编码处理,也可以获得和本实施方式相同的效果。在这种情况下,也由与上述的说明相同的理由,由于比起 64QAM,采用如图 18、图 19 所示的信号点配置,可以简单地实现纠错编码,所以也是合适的。

[0195] 图 25C 的 (Sa1, Sa3, Sb1, Sb3) 解码单元 2411 将减少后的信号点信息 515、517 和解扩后的基带信号 316、306 作为输入,以求取候补信号点和接收基带信号的例如欧几里得距离的平方,求得分支量度,然后从分支量度求路径量度并解码,获得调制信号 A 的接收数字信号 322 及调制信号 B 的接收数字信号 323。

[0196] 这样,根据本实施方式,通过在实施方式 1 ~ 4 的结构上,还增加施加以部分比特为编码单位的编码处理,亦即,将映射在相同信号点组内的发送比特一起编码,由此,除实施方式 1 ~ 4 的效果之外,还可进一步提升在接收方的差错率特性。

[0197] 此外,通过对部分比特施加比其他的比特纠错能力更高的编码处理,即将映射在相同信号点组内的发送比特一起编码,可以进一步提升在接收方的差错率特性。

[0198] 再者,本实施方式中,对在将发送方的编码单元如图 24 那样构成的同时,将接收方的信号处理单元如图 5、图 25A、图 25B、图 25C 那样构成的情况加以说明,但编码单元及信号处理单元的结构并非仅限于此。图 26 表示编码单元的其他的结构举例,图 27 表示信号处理单元的其他的结构举例。

[0199] 和图 24 对应部分标注相同标号表示的图 26 中,编码单元 2500 包括:(Sa0, Sa2) 编码单元 2302、(Sa1, Sa3) 编码单元 2501、(Sb0, Sb2) 编码单元 2306、以及 (Sb1, Sb3) 编码单元 2503。各编码单元 2302、2501、2306、2503 输入数字信号 1901,分别进行对特定比特的编码处理。

[0200] 即,(Sa0, Sa2) 编码单元 2302 将包含在数字信号 1901 的比特 Sa0、Sa2 编码,输出该比特 Sa0、Sa2 的编码信息 2303。(Sa1, Sa3) 编码单元 2501 将包含在数字信号 1901 的比特 Sa1、Sa3 编码,输出该比特 Sa1、Sa3 的编码信息 2502。(Sb0, Sb2) 编码单元 2306 将包含在数字信号 1901 的比特 Sb0、Sb2 编码,输出 Sb0、Sb2 的编码信息 2307。(Sb1, Sb3) 编

码单元 2503 将包含在数字信号 1901 的比特 Sb1、Sb3 编码,输出该比特 Sb1、Sb3 的编码信息 2504。

[0201] (Sa0, Sa1, Sa2, Sa3) 信号生成单元 2308 将 Sa0、Sa2 的编码信息 2303 和 Sa1、Sa3 的编码信息 2502 作为输入,生成 Sa0、Sa1、Sa2、Sa3 的信号,并将其作为编码后的数字信号 101 输出。

[0202] 相同地, (Sb0, Sb1, Sb2, Sb3) 信号生成单元 2310 将 Sb1、Sb3 的编码信息 2504 和 Sb0、Sb2 的编码信息 2307 作为输入,生成 Sb0、Sb1、Sb2、Sb3 的信号,并将其作为编码后的数字信号 109 输出。

[0203] 接下来,说明图 27 的信号处理单元 2600 的结构。图 27 的信号处理单元 2600 和图 5 的信号处理单元 321 相比,除了设有硬判定解码单元 2606、2608,以及作为部分比特判定单元 509、512 设有软判定解码单元 2601、2602 (即, 部分比特解调单元 2610 包括分离单元 507 和软判定解码单元 2601、2602) 之外,具有和图 5 的信号处理单元 321 相同的结构。

[0204] 软判定解码单元 2601 将调制信号 A 的估计基带信号 508 作为输入,对于图 26 的部分比特 Sa0、Sa2 进行软判定解码,将据此获得的部分比特 Sa0、Sa2 的信息作为调制信号 A 的已确定的部分比特信息 510 而输出。相同地,软判定解码单元 2602 将调制信号 B 的估计基带信号 511 作为输入,对于图 26 的部分比特 Sb0、Sb2 进行软判定解码,将据此获得的部分比特 Sb0、Sb2 的信息作为调制信号 B 的已确定的部分比特信息 513 输出。

[0205] 信号点减少单元 514、516 使用已确定的部分比特信息 510、513,减少候补信号点,将减少后的信号点信息 515、516 向似然判定单元 2603 送出。

[0206] 似然判定单元 2603 以从减少后的候补信号点和解扩后的基带信号 316,搜寻似然最高的候补信号点进行似然判定,求出比特 Sa1、Sa3、Sb1、Sb3。然后,似然判定单元 2603 将比特 Sa1、Sa3 作为比特信息 2604 向硬判定解码单元 2606 送出,并将比特 Sb1、Sb3 作为比特信息 2605 向硬判定解码单元 2608 送出。

[0207] 硬判定解码单元 2606 通过硬判定解码比特信息 2604,获得调制信号 A 的纠错后的比特信息 2607。相同地,硬判定解码单元 2608 通过硬判定解码比特信息 2605,获得调制信号 B 的纠错后的比特信息 2609。

[0208] 这里,调制信号 A 的已确定的部分比特信息 510 和调制信号 A 的纠错后的比特信息 2607 相当于最终的纠错后的调制信号 A 的比特信息;调制信号 B 的已确定的部分比特信息 513 和调制信号 B 的纠错后的比特信息 2609 相当于最终的纠错后的调制信号 B 的比特信息。

[0209] 如此,由于在信号处理单元 2600 设置了软判定解码单元 2601、2602,通过软判定解码处理求取用于信号点减少的部分比特,和例如进行硬判定的情况相比较,可以降低部分比特的错误几率,亦可提高最终的差错率特性。另外,设为对似然判定后的信号进行硬判定,这样做的原因是:由于在进行似然判定的时候同时判定调制信号 A 和调制信号 B,所以从原理上难以仅进行有关调制信号 A 的软判定,或者仅进行有关调制信号 B 的软判定。

[0210] 再者,在本实施方式中,对于在接收方对进行部分比特判定的比特之外的比特 (Sa1, Sa3, Sb1, Sb3) 也进行编码的情况进行了说明,但也可设为关于进行部分比特判定的比特之外的比特不进行编码。主要在于,只要以部分比特为单位进行编码,就可获得和本实施方式相同的效果。

[0211] (实施方式 6)

[0212] 本实施方式中,提出在发送方执行的网格编码调制的方法。而且,这里是作为调制方式使用 16QAM 方式的情况为例,加以说明的。

[0213] 发送装置概要构成如图 2,发送信号的帧结构如图 3。另外,接收装置概要构成如图 4,图 4 的信号处理单元 321 的详细构成如图 5。

[0214] 为实施 16QAM 的网格编码调制,将图 2 发送装置 100 的调制单元 102、110,例如像图 28 所示地构成即可。

[0215] 在图 28 中,2701、2702、2703 表示移位寄存器,2704、2705 表示异或电路,从输入 a_0 、 a_1 、 a_2 ,生成 b_0 、 b_1 、 b_2 、 b_3 。然后,基带信号生成单元 2706 将 b_0 、 b_1 、 b_2 、 b_3 作为输入,以进行 16QAM 的映射而获得基带信号 2707。

[0216] 接着,就接收装置的动作加以说明。如上述那样,本发明接收装置的特征性动作在于部分比特判定单元 509、512(图 5)。由于部分比特判定单元 509 和部分比特判定单元 512 进行相同的动作,所以此处主要说明部分比特判定单元 509 的动作。

[0217] 部分比特判定单元 509 将调制信号 A 的估计基带信号 508 作为输入,通过进行例如维特比解码,确定与编码相关的比特,亦即,图 28 中的 b_0 、 b_1 、 b_2 ,将这些信息作为调制信号 A 的已确定的部分比特信息 510 输出。相同地,部分比特判定单元 512 输出调制信号 B 的已确定的部分比特信息 513(3 比特的信息)。

[0218] 信号点减少单元 514、516 进行信号点减少。然后,似然检测单元 518 确定以调制信号 A 发送的图 28 的 b_3 的信息、以调制信号 B 发送的图 28 的 b_3 的信息,并将其作为调制信号 A 的数字信号 519 及调制信号 B 的数字信号 520 输出。

[0219] 如此,根据本实施方式,通过在发送方进行网格编码调制,可容易地实现纠错编码,可以利用简易的发送装置结构,有效提升在接收方的差错率特性。

[0220] (实施方式 7)

[0221] 本实施方式中,作为发送天线数、接收天线数多于两根的情况的例子,就发送天线数为 3、接收天线数为 3、发送调制信号数为 3 时的具体结构例子加以说明。

[0222] 而且,在本实施方式中,提出为了有效提升差错率特性的部分比特判定方法及信号点减少方法。

[0223] 在对和图 2 的对应部分标注相同标号来表示的图 30,表示本实施方式的发送装置的结构。发送装置 2900,除具有调制信号 A、调制信号 B 之外,还发送调制信号 C 的发送单元,除此之外和图 2 的发送装置 100 结构相同。这里,仅说明发送调制信号 C 的发送单元的结构。

[0224] 调制单元 2902 将数字信号 2901、帧结构信号 118 作为输入,按照帧结构信号 118 而对数字信号 2901 进行调制,将据此获得的基带信号 2903 向扩频单元 2904 送出。扩频单元 2904 将基带信号 2903 乘以扩频码,将据此获得的扩频后的基带信号 2905 向无线单元 2906 送出。无线单元 2906 通过对扩频后的基带信号 2905 施加频率转换、放大等,获得调制信号 2907(调制信号 C)。调制信号 2907 从天线 2908 作为电波输出。

[0225] 帧结构信号生成单元 117 将如图 31 的帧结构的信息作为帧结构信号 118 输出。

[0226] 图 3 1 表示从发送装置 2900 的各天线 108、116、2908 发送的调制信号的帧结构例子。从天线 108 发送的调制信号 A、从天线 116 发送的调制信号 B、从天线 2908 发送的调制

信号 C, 具有用于信道估计的信道估计码元 201、203、3001 和数据码元 202、204、3002。发送装置 2900 基本上同时发送如图 31 所示的帧结构的调制信号 A、调制信号 B、调制信号 C。而且, 用于信道估计的符号 201、203、3001 也可以称为导频码元、唯一字码、前导码。

[0227] 在对和图 4 对应的部分标注相同标号表示的图 32, 表示本实施方式接收装置的结构。此外, 在以下说明中, 省略关于和图 4 相同动作部分的说明。

[0228] 此处, 在图 30 的发送装置 2900, 将从天线 108 发送的信号设为 $Txa(t)$ 、从天线 116 发送的信号设为 $Txb(t)$ 、从天线 2908 发送的信号设为 $Txc(t)$; 在图 32 的接收装置 3100, 将在天线 301 接收的信号设为 $Rx1(t)$ 、在天线 311 接收的信号设为 $Rx2(t)$ 、将在天线 3105 接收的信号设为 $Rx3(t)$ 、将在各发送接收天线间的传输变动, 分别设为 $h11(t)$ 、 $h12(t)$ 、 $h13(t)$ 、 $h21(t)$ 、 $h22(t)$ 、 $h23(t)$ 、 $h31(t)$ 、 $h32(t)$ 、 $h33(t)$, 则下面的关系式成立。其中, t 为时间。

$$[0229] \quad \begin{pmatrix} Rx1(t) \\ Rx2(t) \\ Rx3(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) & h13(t) \\ h21(t) & h22(t) & h23(t) \\ h31(t) & h32(t) & h33(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Txa(t) \\ Txb(t) \\ Txc(t) \end{pmatrix} \quad (2)$$

[0230] 调制信号 C 的信道变动估计单元 3101 将解扩后的基带信号 306 作为输入, 使用例如图 31 的帧结构的调制信号 C 的信道估计码元 3001 估计信道变动, 将据此获得的调制信号 C 的信道变动信号 3102 发送到信号处理单元 3117。相同地, 调制信号 C 的信道变动估计单元 3103 将解扩后的基带信号 316 作为输入, 使用例如在图 31 中的帧结构的调制信号 C 的信道估计码元 3001, 估计信道变动, 将据此获得的调制信号 C 的信道变动信号 3104 向信号处理单元 3117 送出。

[0231] 另外, 无线单元 3107 将在天线 3105 接收的接收信号 3106 作为输入, 对接收信号 3106 加施频率转换、正交解调等, 将据此获得的基带信号 3108 向解扩单元 3109 送出。解扩单元 3109 将基带信号 3108 解扩, 输出据此获得的解扩后的基带信号 3110。

[0232] 调制信号 A 的信道变动估计单元 3111 将解扩后的基带信号 3110 作为输入, 使用例如图 31 的帧结构的调制信号 A 的信道估计码元 201, 估计信道变动, 将据此获得的调制信号 A 的信道变动信号 3112 向信号处理单元 3117 送出。相同地, 调制信号 B 的信道变动估计单元 3113 将解扩后的基带信号 3110 作为输入, 使用例如图 31 的帧结构的调制信号 B 的信道估计码元 203, 估计信道变动, 将据此获得的调制信号 B 的信道变动信号 3114 向信号处理单元 3117 送出。相同地, 调制信号 C 的信道变动估计单元 3115 将解扩后的基带信号 3110 作为输入, 使用例如在图 31 中的帧结构的调制信号 C 的信道估计码元 3001, 估计信道变动, 将据此获得的调制信号 C 的信道变动信号 3116 向信号处理单元 3117 送出。

[0233] 信号处理单元 3117 将解扩后的基带信号 306、316、3110、调制信号 A 的信道变动信号 308、318、3112、调制信号 B 的信道变动信号 310、320、3114 以及调制信号 C 的信道变动信号 3102、3104、3116 作为输入, 通过使用这些信号进行调制信号 A、B、C 的检测、解码等, 获得调制信号 A 的数字信号 322、调制信号 B 的数字信号 323、以及调制信号 C 的数字信号 3118。

[0234] 图 33 表示信号处理单元 3117 的一个结构例子。另外, 图 34 是表示信号处理单

元 3117 的另一种结构的例子。

[0235] 首先,就图 33 的结构加以说明。在对和图 5 对应的部分标注相同标号表示的图 33 中,信号处理单元 3117 的部分比特解调单元 3230 的分离单元 3201,将调制信号 A 的信道变动信号 308、318、3112、调制信号 B 的信道变动信号 310、320,3114、调制信号 C 的信道变动信号 3102、3104、3116 以及解扩后的基带信号 306、316,3110 作为输入,并且对于 (2) 式,通过进行例如逆矩阵运算或 MMSE (Minimum Mean Square Error) 运算来获得发送信号 $T_{xa}(t)$ 、 $T_{xb}(t)$ 、 $T_{xc}(t)$ 的估计信号。分离单元 3201 将这样获得的调制信号 A 的估计基带信号 508 向部分比特判定单元 509 送出,将调制信号 B 的估计基带信号 511 向部分比特判定单元 512 送出,将调制信号 C 的估计基带信号 3207 向部分比特判定单元 3208 送出。部分比特判定单元 509、512、3208 将求得的部分比特信息 510、512、3209 送出。

[0236] 部分比特判定单元 509、512、3208 的部分比特的判定,在例如调制方式为 16QAM 的情况下,可通过采用上述的图 9B 或图 11B 的方法实现。另外,在 QPSK 的情况下,可通过进行以如图 29 那样的区域分割实现。这里,将调制方式设为 16QAM,按照如图 11B 那样,以判定 4 比特中的 2 比特的情况为例,就天线数为 3 的情况的实施方法,加以说明。

[0237] 在接收从不同的天线同时发送的 3 个 16QAM 信号时,则存在 $16 \times 16 \times 16 = 4096$ 个候补信号点。由于在部分比特判定单元 509、512、3208 根据调制信号 A、B、C 分别判定 2 比特,所以在信号点减少单元 514、516、3210,由 4096 个候补信号点减少到 $4096/4/4/4 = 64$ 个候补信号点。因此,在似然判定单元 3212,通过求出 64 个候补信号点和解扩后的基带信号间的分支量度,限定为 1 个候补信号点进行检测,获得调制信号 A、调制信号 B、调制信号 C 的接收数字信号 322、323、3213。

[0238] 这样,和发送天线数为 2、接收天线数为 2、发送调制信号数为 2 时相同,即使在发送天线数为 3、接收天线数为 3、发送调制信号数为 3 时,通过进行部分比特判定,使用已确定的部分比特减少候补信号点,使用减少的候补信号点进行似然判定,能以较少运算量获得接收质量良好的接收数字信号 322、323、3213。

[0239] 接着,说明图 34 的结构。在对和图 33 对应的部分标注相同标号来表示的图 34 的信号处理单元 3117 具有控制单元 3301。

[0240] 控制单元 3301 将调制信号 A 的信道变动信号 308、318、3112、调制信号 B 的信道变动信号 310、320、3114 调制信号 C 的信道变动信号 3102、3104、3116 作为输入;估计例如调制信号 A 的接收电场强度、调制信号 B 的接收电场强度、调制信号 C 的电场强度。然后,输出仅对电场强度最小的调制信号不进行部分比特判定的控制信息 3302。

[0241] 例如,假设调制信号 A 的接收电场强度最小。于是,调制信号 A 的部分比特判定单元 509 被控制为不进行比特判定。即,确定的比特为 0 比特。另一方面,调制信号 B 的部分比特判定单元 512、调制信号 C 的部分比特判定单元 3208,分别被控制为判定 2 比特。然后,信号点减少单元 514、516、3210 使用调制信号 A 的已确定的 0 比特(即未确定任何比特被)、调制信号 B 的已确定的 2 比特、调制信号 C 的已确定的 2 比特,将 4096 个候补信号点减少到 $4096/4/4 = 256$ 个候补信号点。在似然判定单元 3212,通过求出 256 个候补信号点和解扩后的基带信号间的分支量度,限定为 1 个候补信号点进行检测,获得调制信号 A、调制信号 B、调制信号 C 的接收数字信号 322、323、3213。

[0242] 如此,通过设为基于各调制信号的接收质量,选择将哪个调制信号的部分比特用

于信号点减少,和单纯地将全部的调制信号的部分比特用于信号点减少的情况相比(例如和图 33 那样的结构相比),可获得差错率特性更好的接收数字信号。

[0243] 也即,如果单纯地使用全部调制信号的部分比特判定结果减少候补信号点,则接收质量(本实施方式的情况中,为接收电场强度)较低的调制信号的部分比特判定结果的错误几率会变高,随之而来的是,无法准确地减少候补信号点的几率也会变高。其结果,有可能导致最终的接收数字信号的差错率特性恶化。考虑及此,在本实施方式中,设为仅使用接收质量较好的调制信号的部分比特判定结果,进行信号点减少。

[0244] 这样,根据本实施方式,通过设置基于各调制信号的接收质量,控制在信号点减少单元 514、516、3210 的候补信号点减少中,使用哪个调制信号的部分比特的控制单元 3301,可以获得差错率特性更好的接收数字信号 322、323、3213。

[0245] 还有,在本实施方式中,以作为接收质量的参数使用接收电场强度的情况为例进行了说明,但并非仅限于此,例如,也可以求逆矩阵运算或 MMSE 运算后的各调制信号的载波功率与噪声功率的比,将其作为各调制信号接收质量的参数。

[0246] 另外,在本实施方式中,就仅对两个调制信号判定部分比特的例子来加以说明,但如果仅对一个调制信号判定部分比特,本发明也可以同样地实施。

[0247] 进而,也可以使作为部分比特判定的比特数,根据接收质量的优先次序而不同。例如,「调制信号 A 的接收电场强度>调制信号 B 的接收电场强度>调制信号 C 的接收电场强度」的关系成立,即使进行在调制信号 A 的部分比特判定单元确定 2 比特,在调制信号 B 的部分比特判定单元确定 1 比特,在调制信号 C 的部分比特判定单元确定 0 比特这样的部分比特判定,也能够兼顾良好的差错率特性和低运算规模的实现。

[0248] 即,基于各调制信号的接收质量,由控制单元 3301 控制在信号点减少单元 514、516、3210 的信号点减少中使用各调制信号中的多少比特的部分比特时,可以获得差错率特性更好的接收数字信号 322、323、3213。

[0249] 而且,在本实施方式中,对作为调制方式使用了 16QAM 的情况加以说明,但是即使在使用了其他调制方式时也可获得相同的效果。

[0250] 另外,在本实施方式中,是以发送天线数为 3、接收天线数为 3、发送调制信号数为 3 时的例子说明的,但也可广泛适用于发送天线数为 n、接收天线数为 n、发送信号数为 n($n > 2$) 的情况。例如,在发送天线数为 2、接收天线数为 2、发送调制信号数为 2 的情况下,在调制信号 A 的接收电场强度>调制信号 B 的接收电场强度时,通过对调制信号 A 判定 2 比特的部分比特,对于调制信号 B 进行 1 比特或 0 比特的部分判定,然后再进行似然判定,来包括剩下的比特而进行判定即可。

[0251] 进而,本实施方式中,是以不进行编码的情况为例说明的,但即使在适用纠错编码的时候使用本实施方式的判定方法,也可获得相同的效果。

[0252] 另外,也可以使用如下方法:确定调制信号 A、调制信号 B 的部分比特,使用这部分比特从减少了的候补信号点获得分支量度 BM_{AB} ;确定调制信号 A、调制信号 C 的部分比特,使用这部分比特从减少了的候补信号点,获得分支量度 BM_{AC} ;确定调制信号 B、调制信号 C 的部分比特,使用这部分比特从减少了的候补信号点获得分支量度 BM_{BC} ,通过使用这些分支量度 BM_{AB} 、 BM_{AC} 、 BM_{BC} 进行判定,获得调制信号 A、调制信号 B、调制信号 C 的接收数字信号 322、323、3213。

[0253] 进而,进行模拟的结果可以知道:本实施方式中说明的根据各调制信号的接收质量控制用于信号点减少单元的候补信号点减少的部分比特的方法,特别是在分离单元 3201(图 34)进行 MMSE 时,可以获得非常好的差错率特性的接收数字信号 322、323、3213。

[0254] (实施方式 8)

[0255] 在上述实施方式 1 中,就调制方式为 16QAM 时的 1 比特部分判定方法(图 9B)进行了说明。本实施方式,就关于可以获得更好的差错率特性的 1 比特部分判定方法,加以说明。

[0256] 图 35 表示 16QAM 的信号点配置和接收信号的信号点的一个例子。图中,从 3401 到 3416 表示 16QAM 的信号点(候补信号点),3417 表示接收信号的信号点(接收点)。并且,图 35 也同时表示从信号点 3401 到 3416 的 4 比特的关系(S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3)。

[0257] 本实施方式的 1 比特的部分比特判定方法中,首先,求取从接收信号的信号点 3417 和 16QAM 的信号点 3401 到 3416 之间的欧几里得距离,求出成为最小欧几里得距离的 16QAM 的信号点,并求出由该信号点表示的 4 比特。在图 35 的例中,作为和接收点 3417 之间的最小欧几里得距离的信号点,检测出信号点 3407,作为以该信号点 3407 表示的 4 比特的比特串,求出 $(S_0, S_1, S_2, S_3) = (1, 1, 1, 1)$ 。

[0258] 接着,分别对于 4 比特(S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3),求取以下的欧几里得距离。

[0259] 由于作为比特 S_0 求得了“1”,由此搜索在比特串(S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3)的 S_0 的位置取“0”的信号点。作为搜寻结果,获得信号点 3401、3402、3405、3406、3409、3410、3413、3414。然后,求取这八个信号点和接收点 3417 之间的欧几里得距离,并求出最小欧几里得距离 $D_{\min, s_0}$ 的值。

[0260] 相同地,由于作为 S_1 求得了“1”,由此搜索在比特串(S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3)的 S_1 的位置取“0”的信号点。作为搜寻结果,获得信号点 3401、3404、3405、3408、3409、3412、3413、3416。然后,求取这八个信号点和接收点 3417 之间的欧几里得距离,并求出最小欧几里得距离 $D_{\min, s_1}$ 的值。

[0261] 相同地,由于作为 S_2 求得了“1”,由此搜索在比特串(S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3)的 S_2 的位置取“0”的信号点。作为搜寻结果,获得信号点 3409、3410、3411、3412、3413、3414、3415、3416。然后,求取这八个信号点和接收点 3417 之间的欧几里得距离,并求出最小欧几里得距离 $D_{\min, s_2}$ 的值。

[0262] 相同地,由于作为 S_3 求得了“1”,由此搜索在比特串(S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3)的 S_3 的位置取“0”的信号点。作为搜寻结果,获得信号点 3401、3402、3403、3404、3413、3414、3415、3416。然后,求取这八个信号点和接收点 3417 之间的欧几里得距离,并求出最小欧几里得距离 $D_{\min, s_3}$ 的值。

[0263] 亦即,搜寻取值为确定了的比特 S_x 的否定值的信号点,求取那些信号点和接收点 3407 之间的欧几里得距离,并求出最小欧几里得距离 $D_{\min, s_x}$ 的值。

[0264] 然后,搜寻在 $D_{\min, s_0}$ 、 $D_{\min, s_1}$ 、 $D_{\min, s_2}$ 、 $D_{\min, s_3}$ 中取得最大值者。例如,最大值者为 $D_{\min, s_0}$ 时,确定 S_0 。即,最大值者为 $D_{\min, s_y}$ 时,确定 S_y 。据此,可以在比特串(S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3)中选出最有可能的比特。

[0265] 总结以上处理,就成为图 36。

[0266] 首先,如果在步骤 ST0 开始处理,则步骤 ST1 检测出与接收点 3417 之间的欧几里

得距离为最小的候补信号点 3407。

[0267] 在步骤 ST2 中,使包含在对应于候补信号点 3407 的比特串 (1、1、1、1) 中的比特一次反转 1 比特。在步骤 ST3 中,对每个反转比特,搜寻包含该反转比特的多个候补信号点。在步骤 ST4 中,对每个反转比特,检测出接收点到步骤 ST3 搜寻到的多个候补信号点之间的最小欧几里得距离。在步骤 ST5 中,检测出在步骤 ST4 检测到的每个反转比特的最小欧几里得距离中的最大的欧几里得距离。在步骤 ST6 中,将对应于在步骤 ST5 检测出的最大欧几里得距离的比特,视为在步骤 ST1 检测出的候补信号点 3407 表示的比特串 (1、1、1、1) 中可靠性最高的比特,将其作为部分比特而采用。

[0268] 即,从步骤 ST2 到步骤 ST6,确定由在步骤 ST1 检测出的候补信号点表示的比特串中可靠性最高的比特。然后在步骤 ST7 结束处理。

[0269] 这样,根据本实施方式,通过检测出和调制信号的接收点之间的欧几里得距离为最小的候补信号点,逐一反转包含在对应于检测出的候补信号点的比特串中的比特,对于每个反转比特,搜寻包含反转比特的多个候补信号点,对于每个反转比特,检测接收点和上述搜寻的多个候补信号点之间的最小欧几里得距离,检测出上述各反转比特的最小欧几里得距离中最大的欧几里得距离,并将对应于检测出的最大欧几里得距离的比特确定为部分比特,可以确定错误几率非常低的 1 比特。

[0270] 此处,如果将这样的 1 比特判定算法,在部分比特判定单元 509、512 实行,则可确定错误几率非常低的部分比特 (1 比特),所以可以提升最终获得的接收数字信号的差错率特性。但是,本实施方式的 1 比特判定算法,并不限于使用上述实施方式中说明的结构的接收装置的情况,而可以广泛适用于要选择以信号点表示的比特串中错误几率最小的比特的情况。

[0271] 再者,在本实施方式中,是以 16QAM 为例说明,在其他的调制方式时,也可以同样地确定 1 比特。而且,求取欧几里得距离的平方来代替求欧几里得距离时,也同样地可以实施。

[0272] (实施方式 9)

[0273] 在上述的实施方式 3 中是对 64QAM 的部分比特判定方法进行说明,但在本实施方式中是说明与实施方式 3 说明不同的 2 比特的部分比特判定方法以及 4 比特的部分比特判定方法。下面说明的部分比特的判定,例如可参照图 5,使由分离单元 507 分离的调制信号 A、B 的估计基带信号 508、511 为接收点,由部分比特判定单元 509、512 进行部分比特判定。

[0274] (i) 2 比特的部分比特判定

[0275] 图 37 表示 64QAM 的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点 (候补信号点) 与在各个信号点发送的 6 比特之间的关系、以及基于接收信号点的存在位置确定的 2 比特的部分比特的关系。具体而言,在图 37 中,各个信号点下面所示的 6 比特为与各个信号点对应的 6 比特,3601、3602 表示接收点。

[0276] 在本实施方式中,如虚线所示将 IQ 平面分为 9 个区域。这个区域分割的方法为本实施方式的特征。在图 37 所示的区域分割中,在各个区域内存在必定使判定比特成为相同的 2 比特。也就是说,64QAM 的 6 比特从左按顺序,命名为 (第一个比特,第二个比特,第三个比特,第四个比特,第五个比特,第六个比特),在存在接收点 3601 的分割区域中,任何的信号点 (候补信号点) 都在第三个比特 “0” 和第六个比特 “1” 完全相同。并且,在存在接

收点 3602 的分割区域中,任何信号点(候补信号点)都在第三个比特“1”和第四个比特“1”完全相同。

[0277] 在本实施方式,进行这样的区域分割,并根据接收点存在于分割区域的哪个区域,来变更将构成 1 码元的 6 比特中的第几个比特作为部分比特进行解调。换言之,将 IQ 平面分为数个区域时,仅对区域内判定值相同的比特作为部分比特解调。由此,能够提高部分比特的差错率特性。

[0278] 具体地说,接收点存在于代码 3601 所示的位置时判定为 (xx0xx1)。也就是说,仅将第三个比特“0”和第六个比特“1”判定(解调)为部分比特。然而,x 表示不定(即,不确定值的比特)。

[0279] 另外,接收点存在于代码 3602 所示的位置时判定为 (xx11xx)。也就是说,仅将第三个比特“1”和第四个比特“1”判定(解调)为部分比特。另外,接收点在区域的境界上时,分到那一边都可以。

[0280] 然后,基于判定的 2 比特的部分比特进行候补信号点的减少,通过似然检测求不定的 4 比特。

[0281] (ii)4 比特的部分比特判定

[0282] 接下来,使用图 38 说明 4 比特的部分比特判定方法。

[0283] 图 38 表示 64QAM 的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点(候补信号点)与在各个信号点发送的 6 比特之间的关系、以及基于接收信号点的存在位置确定的 4 比特的部分比特的关系。具体而言,在图 38 中,各个信号点下面所示的 6 比特为与各个信号点对应的 6 比特,3701、3702 表示信号点。

[0284] 本实施方式中,如虚线所示将 IQ 平面分为 49 个区域。在图 37 所示的区域分割中,在各个区域内存在必定使判定比特成为相同的 4 比特。也就是说,64QAM 的 6 比特从左按顺序,命名为(第一个比特,第二个比特,第三个比特,第四个比特,第五个比特,第六个比特),在存在接收点 3701 的分割区域中,任何的信号点(候补信号点)都在第二个比特“1”和第三个比特“0”和第五个比特“1”和第六个比特“0”完全相同。在存在接收点 3702 的分割区域中,任何的信号点(候补信号点)都在第二个比特“1”和第三个比特“1”和第四个比特“1”和第六个比特“0”完全相同。

[0285] 具体地说,例如接收点存在于代码 3701 所示的位置时判定为 (x10x10)。也就是说,仅将第二个比特“1”和第三个比特“0”和第五个比特“1”和第六个比特“0”判定(解调)为部分比特。

[0286] 另外,接收点存在于代码 3702 所示的位置时判定为 (x111x0)。也就是说,仅将第二个比特“1”和第三个比特“1”和第四个比特“1”和第六个比特“0”判定(解调)为部分比特。

[0287] 然后,基于判定的 4 比特的部分比特进行候补信号点的减少,通过似然检测求不定的 2 比特。

[0288] 这样,根据本实施方式,在解调被 64QAM 调制的调制信号的一部分比特时,根据该接收信号点在 IQ 平面上的哪个区域,来变更将构成 1 码元的 6 比特的比特串中的第几个比特作为部分比特进行解调,由此,因为在部分比特判定单元 509、512 判定的部分比特的差错特性提高,所以在似然检测单元 518 使用的减少的候补信号点的可靠性提高。其结果,能

够提高最终的接收数字信号 322、323 的差错率特性。

[0289] 换言之,如果在部分比特判定单元 509、512 执行本实施方式中说明的 2 比特、4 比特判定算法,则可以判定错误几率非常低的部分比特(2 比特或 4 比特),所以可以提升最终获得的接收数字信号 322、323 的差错率特性。但是,本实施方式的 16QAM 的 2 比特或 4 比特判定算法,并不限于使用上述实施方式中说明的结构的接收装置的情况,而可以广泛适用于要选择以信号点表示的比特串中错误几率最小的比特的场情况。

[0290] 另外,虽然在本实施方式中说明了作为部分比特,判定 2 比特的方法和判定 4 比特的方法,但也适合基于接收信号的接收电场强度来选择其中一种方法。例如,调制信号 A 的接收电场强度在规定的阈值以上时,判定 4 比特作为部分比特判定比特,低于阈值时则判定 2 比特。如此,可不降低差错率特性地削减运算量。

[0291] (实施方式 10)

[0292] 在本实施方式 7 说明了根据各个调制信号的接收电场强度来控制部分比特的确定数的方法,但在本实施方式中将详细说明,求取并使用逆矩阵运算或 MMSE 运算后的各调制方式的信号对噪声功率的比,来确定部分比特判定数的接收装置的结构。

[0293] 将(2)式中的 $(R_{x1}(t), R_{x2}(t), R_{x3}(t))^T$ 的向量设为 r_x , 将(2)式中的矩阵设为 H , 将 $(T_{xa}(t), T_{xb}(t), R_{x3}(t))$ 的向量设为 t_x 。另外,设添加的噪声向量为 n , (2) 式可表示如下。

$$[0294] \quad r_x = H t_x + n \quad (3)$$

[0295] 进行逆矩阵运算时,使 H 的逆矩阵表示为 H^{-1} 的话从 3(式)可得下式。

$$[0296] \quad t_x' = t_x + H^{-1} n \quad (4)$$

[0297] 其中, t_x' 为有关 t_x 的接收装置的估计值。

[0298] 在此,通过求取 t_x 的信号功率和 $H^{-1}n$ 求得的噪声功率的比,可求得逆矩阵运算后的信号对噪声功率的比。关于此,例如文献 A "SDM-COFDM scheme employing a simple feed-forward inter-channel interference canceller for MIMO based broadband wireless LANs" IEICE Transaction on Communications, vol. E86-B, no. 1, pp. 283-290, January 2003 记载了公知技术,故省略详细说明。

[0299] 具体而言,例如应用图 34 的信号处理单元 3117 为例来说明,控制单元 3301 输入调制信号 A 的信道变动信号 308、318、3112、调制信号 B 的信道变动信号 310、320、3114、调制信号 C 的信道变动信号 3102、3104、3116,求(4)式的 H^{-1} 、调制信号 A 的逆矩阵运算后的信号对噪声功率的比、调制信号 B 的逆矩阵运算后的信号对噪声功率的比、调制信号 C 的逆矩阵运算后的信号对噪声功率的比。

[0300] 在调制信号 A、B、C 的调整方式为 64QAM 时,例如,「调制信号 A 的逆矩阵运算后的信号对噪声功率的比 > 调制信号 B 的逆矩阵运算后的信号对噪声功率的比 > 调制信号 C 的逆矩阵运算后的信号对噪声功率的比」的关系成立时,调制信号 A 的部分比特判定部 509 决定的比特数为 m_a 比特,调制信号 B 的部分比特判定部 512 决定的比特数为 m_b 比特,调制信号 C 的部分比特判定部 3208 决定的比特数为 m_c 比特,则控制单元 3301 以 $m_a > m_b > m_c$ 的关系成立的方式控制应决定的比特数。换言之,逆矩阵运算后的信号对噪声功率的比越大的调制信号,进行越大数目的部分比特判定。

[0301] 这样,基于各调制信号的逆矩阵运算后的信号对噪声功率的比,由控制单元 3301

控制在信号点减少单元 514、516、3210 的信号点减少中使用各调制信号中的多少比特的部分比特,由此能够获得差错率特性更好的接收数字信号 322、323、3213。

[0302] 调制方式为 64QAM 时,作为在部分比特判定单元决定的比特数 m_a 、 m_b 、 m_c ,如果使用实施方式 8 或实施方式 9 的部分比特判定方法的话,可以预测为 1 比特、2 比特、4 比特。然而,在本实施方式中并不限于此,在调制信号的逆矩阵运算后的信号对噪声功率的比非常大时,也可以将所有比特(即 6 比特)决定为部分比特。

[0303] 以上说明了基于逆矩阵运算后的信号对噪声功率的比,来决定要判定几个比特作为部分比特的情况。以下说明基于与逆矩阵运算同样是线性变换的 MMSE 运算后的信号对噪声功率的比,来决定要判定几个比特作为部分比特的情况。

[0304] 基于(3)式中的矩阵 H ,计算下式的矩阵 G 。

$$G = H^H (H H^H + \sigma^2 I)^{-1} \quad (5)$$

[0306] 其中, H^H 是 H 的复数共轭转置, I 是单位矩阵。

[0307] 通过将(3)式乘以(5)式的矩阵,可获得各个调制信号的估计信号。然后,计算将(3)式乘以(5)式的矩阵 G 而获得的估计信号的信号对噪声功率的比。关于这样的信号对噪声功率的比,是文献"Performance improvement of ordered successive detection with imperfect channel estimates for MIMO systems" IEICE Transaction on Communications, vol. E86-B, no. 11, pp. 3200-3208, November 2003 也有记载的公知技术,故省略详细说明。

[0308] 具体而言,例如应用图 34 的信号处理单元 3117 为例来说明,控制单元 3301 输入调制信号 A 的信道变动信号 308、318、3112、调制信号 B 的信道变动信号 310、320、3114、调制信号 C 的信道变动信号 3102、3104、3116,求(5)式的矩阵,将(3)式乘以(5)式的矩阵 G ,求调制信号 A 的 MMSE 运算后的信号对噪声功率的比、调制信号 B 的 MMSE 运算后的信号对噪声功率的比、调制信号 C 的 MMSE 运算后的信号对噪声功率的比。

[0309] 在调制信号 A、B、C 的调整方式为 64QAM 时,例如,「调制信号 A 的 MMSE 运算后的信号对噪声功率的比 > 调制信号 B 的 MMSE 运算后的信号对噪声功率的比 > 调制信号 C 的逆 MMSE 运算后的信号对噪声功率的比」的关系成立时,设调制信号 A 的部分比特判定部 509 决定的比特数为 m_a 比特,调制信号 B 的部分比特判定部 512 决定的比特数为 m_b 比特,调制信号 C 的部分比特判定部 3208 决定的比特数为 m_c 比特,则控制单元 3301 以 $m_a > m_b > m_c$ 的关系成立的方式控制应决定的比特数。换言之,MMSE 运算后的信号对噪声功率的比越大的调制信号,进行越大数目的部分比特判定。

[0310] 这样,基于各调制信号的 MMSE 运算后的信号对噪声功率的比,由控制单元 3301 控制在信号点减少单元 514、516、3210 的信号点减少中使用各调制信号中的多少比特的部分比特,由此能够获得差错率特性更好的接收数字信号 322、323、3213。

[0311] 另外,在本实施方式中,是以发送天线数为 3、接收天线数为 3、发送调制信号数为 3 时的例子说明的,但也可广泛适用于发送天线数为 n 、接收天线数为 n 、发送信号数为 n ($n > 2$) 的情况。例如,在发送天线数为 2、接收天线数为 2、发送调制信号数为 2 的情况下,在逆矩阵运算或 MMSE 运算后的调制信号 A 的信号对噪声功率的比 > 逆矩阵运算或 MMSE 运算后的调制信号 B 的信号对噪声功率的比时,通过对调制信号 A 判定 4 比特的部分比特,对于调制信号 B 进行 2 比特或 1 比特的部分判定,然后再进行似然判定,来包括剩下的比特而进

行判定即可。

[0312] 进行模拟的结果可以知道：本实施方式中说明的根据各逆矩阵运算或 MMSE 运算后的调制信号的信号对噪声功率的比，控制用于信号点减少单元的候补信号点减少的部分比特的方法，特别是在分离单元 3201（图 34）进行 MMSE 时，可以获得非常好的差错率特性的接收数字信号 322、323、3213。

[0313] （实施方式 11）

[0314] 一般在似然检测单元 518 (3212)，有要求候补信号点和接收点之间欧几里得距离的平方，但因天线数的增加以及调制阶数的增加，电路规模（尤其是乘法器的数量）增大。本发明是在抑制差错率特性的恶化的同时减少电路规模的技术，但在本实施方式中，还提出除了上述的实施方式的效果之外，能进一步削减似然检测单元 518 (3212) 的电路规模的方法。

[0315] 在本实施方式中，将似然检测单元 518 (3212) 进行的欧几里得距离的平方的计算置换为更近似于曼哈顿距离的计算。由此，似然检测单元 518 (3212) 不使用乘法器而进行似然检测。

[0316] 使用图 39 说明其计算方法。在同相 I- 正交 Q 平面的候补信号点与接收信号点的欧几里得距离的平方 x^2+y^2 为实际期望求得值。然而，将此以 $|x|+|y|$ 近似的方法为曼哈顿距离。下面以 $|x| < |y|$ 为例进行说明，但在 $|x| > |y|$ 时，将 x 和 y 交换则可认为和 $|x| < |y|$ 时相同。

[0317] 接收信号点在 <1> 的位置时，相对于欧几里得距离为 $1.414x$ ，曼哈顿距离为 $2x$ 。另外，接收信号点在 <2> 的位置时，相对于欧几里得距离为 x ，曼哈顿距离也为 x ，欧几里得距离和曼哈顿距离相等。由此可知，随着 $|x|$ 变大（其中， $|x| < |y|$ ），欧几里得距离对曼哈顿距离的近似误差变大。

[0318] 本实施方式中，提出解决这个问题方法。此时，在本实施方式中，避免导入乘法器，由比特移位器、加法器、比较器构成，可防止电路规模的增大。

[0319] 图 40 表示 $|x|$ 与 $|y|$ 的大小关系和以本实施方式的似然检测求取的欧几里得距离的近似值。具体而言，在 IQ 平面上的候补信号点和接收信号点之间在 I 方向的距离 x 和在 Q 方向的距离 y 的大小为 $0 \leq |x| \leq |y| \times (1+1/4+1/8)$ 的关系时，设欧几里得距离的近似值为 $|y|$ ，为 $|y| \times (1+1/4+1/8) \leq |x| \leq |y| \times (1+1/2+1/8)$ 的关系时，设欧几里得距离的近似值为 $|y| \times (1+1/8)$ ，为 $|y| \times (1+1/2+1/8) \leq |x| \leq |y| \times (1+1/2+1/4+1/8)$ 的关系时，设欧几里得距离的近似值为 $|y| \times (1+1/4)$ ，为 $|y| \times (1+1/2+1/4+1/8) \leq |x| \leq |y|$ 的关系时，设欧几里得距离的近似值为 $|y| \times (1+1/4+1/8)$ ，由此进行似然检测。其中， $|x| < |y|$ 。

[0320] 此时，乘法系数是通过 $1, 1/2, 1/4, 1/8$ 的任一个的加法运算而获得的，因此所有的计算能够由比特移位器及加法运算构成。因此，因为不使用乘法器，能够抑制电路规模的增加。另外， $|x| > |y|$ 时，将图 40 的 x 和 y 交换考虑即可。

[0321] 图 41 表示用于实现图 40 所示的基于曼哈顿距离的近似方法的电路结构例。 $|x|$ ， $|y|$ 计算单元 4003 以候补信号点的信息 4001 以及接收信号点的信息 4002 作为输入，如图 39 所示，求取同相 I- 正交 Q 平面上的 $|x|$ ， $|y|$ ，并将其作为 4004、4005 输出。其中， $|x| < |y|$ 。换言之，在求得两个绝对值之中，使较大的为 $|y|$ ，较小的为 $|x|$ 。

[0322] 计算单元 4006 以 $|x|$, $|y|$ 作为输入,通过比较运算求图 40 的左侧所示的大小关系,根据该比较结果决定使用图 40 右侧的四个算式中的哪一个算式作为欧几里得距离的近似值,并使用决定的算式求欧几里得距离的近似值 4007。在计算单元 4006 中,例如设置进行图 40 左侧的比较运算的比较运算单元、和进行图 40 右侧的各个算式的四个运算单元,基于通过比较运算单元获得的比较结果,选择四个运算单元中对应于比较结果的运算单元,来求欧几里得距离的近似值 4007 即可。此时,比较运算单元、运算单元都能够仅以比特移位器和加法运算进行所有的运算,所以能够以较小的电路规模实现如图 40 所示的计算。

[0323] 通过如上述地进行近似,能够以较小的电路规模精度良好地实现欧几里得距离的近似值。

[0324] 另外,在本实施方式中,说明了基于图 40 所示的大小关系与欧几里得距离的近似值的对应表求欧几里得距离的近似值的情况,但不限于此,只要是通过由比特移位器、加法器和比较器构成的电路求欧几里得距离的近似值,就能够以较小的电路规模精度良好地实现欧几里得距离的近似值。

[0325] (实施方式 12)

[0326] 至此,作为 16QAM 的部分比特判定方法,说明了 1 比特、2 比特的部分比特判定方法,但在本实施方式中将详细说明至此未提及的 16QAM 的 3 比特的部分比特判定方法。

[0327] 图 35 表示 16QAM 的信号点配置和接收信号的信号点的一个例子。图中,从 3401 到 3416 表示 16QAM 的信号点(候补信号点),3417 表示接收信号的信号点(接收点)。并且,图 35 也同时表示从信号点 3401 到 3416 的 4 比特的关系(S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3)。

[0328] 本实施方式的 3 比特的部分比特判定方法中,首先,求取从接收信号的信号点 3417 和 16QAM 的信号点 3401 到 3416 之间的欧几里得距离,求出成为最小欧几里得距离的 16QAM 的信号点,并求出由该信号点表示的 4 比特。在图 35 的例中,作为和接收点 3417 之间最小的欧几里得距离的信号点,检测出信号点 3407,作为以该信号点 3407 表示的 4 比特的比特串,求得 $(S_0, S_1, S_2, S_3) = (1, 1, 1, 1)$ 。

[0329] 接着,分别对于 4 比特(S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3),求取以下的欧几里得距离。

[0330] 由于作为比特 S_0 求得了“1”,由此搜索在比特串(S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3)的 S_0 的位置取“0”的信号点。作为搜寻结果,获得信号点 3401、3402、3405、3406、3409、3410、3413、3414。然后,求取这八个信号点和接收点 3417 之间的欧几里得距离,并求出最小欧几里得距离 $D_{\min, s_0}$ 的值。

[0331] 相同地,由于作为 S_1 求得了“1”,由此搜索在比特串(S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3)的 S_1 的位置取“0”的信号点。作为搜寻结果,获得信号点 3401、3404、3405、3408、3409、3412、3413、3416。然后,求取这八个信号点和接收点 3417 之间的欧几里得距离,并求出最小欧几里得距离 $D_{\min, s_1}$ 的值。

[0332] 相同地,由于作为 S_2 求得了“1”,由此搜索在比特串(S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3)的 S_2 的位置取“0”的信号点。作为搜寻结果,获得信号点 3409、3410、3411、3412、3413、3414、3415、3416。然后,求取这八个信号点和接收点 3417 之间的欧几里得距离,并求出最小欧几里得距离 $D_{\min, s_2}$ 的值。

[0333] 相同地,由于作为 S_3 求得了“1”,由此搜索在比特串(S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3)的 S_3 的位置取“0”的信号点。作为搜寻结果,获得信号点 3401、3402、3403、3404、3413、3414、3415、

3416。然后,求取这八个信号点和接收点 3417 之间的欧几里得距离,并求出最小欧几里得距离 $D_{\min, s3}$ 的值。

[0334] 亦即,搜寻取值为确定了的比特 S_x 的否定值的信号点,求取那些信号点和接收点 3407 之间的欧几里得距离,并求出最小欧几里得距离 $D_{\min, sx}$ 的值。

[0335] 然后,搜寻在 $D_{\min, s0}$ 、 $D_{\min, s1}$ 、 $D_{\min, s2}$ 、 $D_{\min, s3}$ 中取得最小值者。例如,取最小值者为 $D_{\min, s0}$ 时,确定除 S_0 以外剩余的三个比特,即, S_1 、 S_2 、 S_3 。即,取最小值者为 $D_{\min, sy}$ 时,确定 S_y 以外的比特。据此,可以在比特串 (S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3) 中选出最有可能的三个比特。

[0336] 总结以上处理,就成为图 42。

[0337] 首先,如果在步骤 ST0 开始处理,则在步骤 ST1 检测出与接收点 3417 之间的欧几里得距离为最小的候补信号点 3407。

[0338] 在步骤 ST2 中,使包含在对应于候补信号点 3407 的比特串 (1、1、1、1) 中的比特一次反转 1 比特。在步骤 ST3 中,对每个反转比特,搜寻包含该反转比特的多个候补信号点。在步骤 ST4 中,对每个反转比特,检测出接收点到步骤 ST3 搜寻到的多个候补信号点之间的最小欧几里得距离。在步骤 ST5 中,检测出在步骤 ST4 检测到的每个反转比特的最小欧几里得距离中的最小的欧几里得距离。在步骤 ST6 中,将对应于在步骤 ST5 检测出的最小欧几里得距离的比特,视为在步骤 ST1 检测出的候补信号点 3407 表示的比特串 (1、1、1、1) 中可靠性最低的比特,确定除了这个比特以外的比特的值。

[0339] 即,从步骤 ST2 到步骤 ST6,确定由在步骤 ST1 检测出的候补信号点表示的比特串中可靠性最低的比特以外的比特。然后在步骤 ST7 结束处理。

[0340] 这样,根据本实施方式,通过检测出和调制信号的接收点之间的欧几里得距离为最小的候补信号点,逐一反转包含在对应于检测出的候补信号点的比特串中的比特,对于每个反转比特,搜寻包含反转比特的多个候补信号点,对于每个反转比特,检测接收点和上述搜寻的多个候补信号点之间的最小欧几里得距离,检测出上述各反转比特的最小欧几里得距离中最小的欧几里得距离,并将对应于检测出的最小欧几里得距离的比特以外的比特确定为部分比特,由此可以确定错误几率非常低的 3 比特。

[0341] 此处,如果将这样的 3 比特判定算法,在部分比特判定单元 509、512 实行,则可以确定错误几率非常低的部分比特 (3 比特),所以可以提升最终获得的接收数字信号的差错率特性。但是,本实施方式的 3 比特判定算法,并不限于使用上述实施方式中说明的结构的接收装置的情况,而可以广泛适用于要选择以信号点表示的比特串中错误几率小的比特的情况。

[0342] 再者,在本实施方式中,是以 16QAM 为例说明,在其他的调制方式时,也可以通过同样的算法确定除了 1 比特以外的比特。而且,求取欧几里得距离的平方来代替求欧几里得距离时,也同样地可以实施。

[0343] (实施方式 13)

[0344] 至此,说明了为了对从多根天线发送的多个调制信号,以较小的电路规模且差错率特性良好地进行解调的几个部分比特判定方法。在本实施方式中,提议将上述的部分比特判定方法,如例如文献“Likelihood function for QR-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance for OFDM-MIMO multiplexing in multipath fading channels,” IEICE Transaction on Communications vol.E88-B, no.1, pp.47-57,

2005 所示地,适用于采用 QR 分解的 MLD。

[0345] 图 43 表示本实施方式的结构例。在本实施方式中,以发送天线数 3、接收天线数 3、调制方式 16QAM 的情况为例进行说明。图 43 的信号处理单元 4200 被用为图 32 的信号处理单元 3117。

[0346] 在从发送装置发送三个调制信号,接收装置以三个天线接收的情况下,如前所述,(2) 式的关系成立。其中,(2) 式中的矩阵假设由 $\mathbf{H}$ 表示。

[0347] QR 分解单元 4201 使用酉阵 $\mathbf{Q}$ 进行 QR 分解,由此获得下式表示的上三角阵。

[0348] $\mathbf{R} = \mathbf{QH}$

$$[0349] \quad = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ 0 & r_{22} & r_{23} \\ 0 & 0 & r_{33} \end{pmatrix} \dots (6)$$

[0350] 然后,QR 分解单元 4201 通过将矩阵 $\mathbf{Q}$ 的复数共轭转置矩阵 $\mathbf{Q}^H$ 乘以 (2) 式的接收信号,获得以下的关系式。

$$[0351] \quad \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}^H \mathbf{R} \mathbf{x} = \mathbf{R} \begin{pmatrix} Tx_a \\ Tx_b \\ Tx_c \end{pmatrix} \dots (7)$$

[0352] 然后,QR 分解单元 4201 将通过 (7) 式获得的信号 Z_1 (4202) 输出到候补信号点运算单元 4214,将通过 (7) 式获得的信号 Z_2 (4203) 输出到候补信号点运算单元 4210,并将通过 (7) 式获得的信号 Z_3 (4204) 输出到部分比特判定单元 4208,同时将通过 (6) 式获得的矩阵 $\mathbf{R}$ 的第 1 行 (4205) 输出到候补信号点运算单元 4210,将矩阵 $\mathbf{R}$ 的第 2 行 (4206) 输出到候补信号点运算单元 4210,并将矩阵 $\mathbf{R}$ 的第 3 行 (4207) 输出到部分比特判定单元 4208。

[0353] 部分比特判定单元 4208 以信号 Z_3 (4204) 和矩阵 $\mathbf{R}$ 的第 3 行 (4207) 作为输入。这里,信号 Z_3 只包含调制信号的 Tx_c 的分量。因此,通过进行信道变动的校正,能够利用至此叙述的 16QAM 的部分比特判定方法。因此,部分比特判定单元 4208 通过进行与上述的实施方式同样的部分比特判定,将调制信号 Tx_c 的似然高的部分比特 4209 输出。

[0354] 候补信号点运算单元 4210 以信号 Z_2 (4203)、矩阵 $\mathbf{R}$ 的第 2 行 (4206) 和调制信号 Tx_c 的似然高的部分比特 4209 作为输入。候补信号点运算单元 4210 使用这些进行信号点减少,输出候补信号点信号 4211。现具体说明。信号 Z_2 仅由调制信号 Tx_b 、调制信号 Tx_c 的分量构成。因此,例如各个调制信号为 16QAM 信号时,将存在 $16(\text{调制信号 } b) \times 16(\text{调制信号 } c) = 256$ 点的候补信号点,但在候补信号点运算单元 4210,对于调制信号 c ,仅使用在部分比特判定单元 4208 中判定为似然高的 2 比特,通过运算求候补信号点信号 4211。换言之,候补信号点运算单元 4210 运算的候补信号点的数目是 $16(\text{调制信号 } b) \times 4(\text{调制信号 } c) = 64$ 点。由此,候补信号点运算单元 4210 减少应运算的候补信号点的数目。实际上,候补信号点运算单元 4210 对像这样削减的候补信号点求分支量度,将运算结果作为候补信号点信号 4211 输出到候补信号点选择单元 4212。

[0355] 由此,候补信号点运算单元 4210 仅对被部分比特判定单元 4208 判定为似然高的比特进行分支度量运算,运算量减少。例如,各个调制信号为 16QAM 时,在使用以往的 QR 分解的 MLD 中,在候补信号点运算单元 4210 必须对 $16(\text{调制信号 } b) \times 16(\text{调制信号 } c) =$

256 点进行分支量度的运算。于此相对,在本实施方式中,在部分比特判定单元 4208 判定 2 比特为似然高的部分比特 4209 时,在候补信号点运算单元 4210 中,只要对 $16(\text{调制信号 } b) \times 4(\text{调制信号 } c) = 64$ 点运算分支量度即可。

[0356] 其结果,能够削减运算规模。另外,由于是在部分比特判定单元 4208 中如上述的实施方式那样准确地判定似然高的比特 4208,基于此削减候补信号点,因此判定差错变少。由此,能够兼顾运算规模的削减和接收质量的提高。

[0357] 候补信号点选择单元 4212 以候补信号点信号 4211(例如 64 点的候补信号点的分支量度)作为输入,从其中选择预先决定的数量的似然高的信号点(例如 16 点)作为候补信号点,将表示选择的候补信号点的候补信号点信号 4231 输出。换言之,候补信号点选择单元 4212 基于来自候补信号点运算单元 4210 的例如 64 点的候补信号点的分支量度,从其中选择似然高的 16 点,输出表示该 16 点的候补信号点信号 4213。

[0358] 候补信号点运算单元 4214 以信号 Z_1 (4202)、矩阵 R 的第 1 行(4205)和所选择的候补信号点信号 4213 作为输入。候补信号点运算单元 4214 使用这些进行信号点减少,输出候补信号点信号 4215。现具体说明。信号 Z_1 由调制信号 T_{x_a} 、调制信号 T_{x_b} 、调制信号 T_{x_c} 的分量构成。因此,例如各个调制信号为 16QAM 信号时,将存在 $16(\text{调制信号 } a) \times 16(\text{调制信号 } b) \times 16(\text{调制信号 } c) = 4096$ 点的候补信号点,但在候补信号点运算单元 4214,对于调制信号 b 、调制信号 c ,仅使用在候补信号点选择单元 4212 中选择的 4 比特,通过运算求候补信号点信号 4215。换言之,候补信号点运算单元 4214 运算的候补信号点的数目是 $16(\text{调制信号 } a) \times 16(\text{调制信号 } b、c) = 256$ 点。由此,候补信号点运算单元 4214 减少应运算的候补信号点的数目。实际上,候补信号点运算单元 4214 对像这样削减的候补信号点求分支量度,将运算结果作为候补信号点信号 4215 输出到候补信号点决定单元 4216。

[0359] 候补信号点决定单元 4216 从候补信号点信号 4215(例如 256 点份的候补信号点的分支量度)求最可靠的候补信号点,并输出表示最可靠的信号点的候补信号 4217。另外,该候补信号 4217 相当于例如图 33 的调制信号 A 的数字信号 322、调制信号 B 的数字信号 323、以及调制信号 C 的数字信号 3118。

[0360] 这样,根据本实施方式,在进行使用 QR 分解的 MLD 时,对 QR 分解后仅包含单一的调制信号分量的 QR 分解信号(信号 Z_1)进行部分比特判定而判定似然高的信号,并将该判定结果用在后级的处理,由此,在进行使用 QR 分解的 MLD 时,能够不降低差错率特性地削减运算规模。

[0361] 另外,在本实施方式中说明了各个调制信号的调制方式为 16QAM 的情况,但不限于此,在各个调制信号的调制方式为 16QAM 以外的情况下也能够获得与上述实施方式同样的效果。再有,虽然以天线数 3、接收天线数 3 的情况进行了说明,但不限于此。

[0362] (实施方式 14)

[0363] 在本实施方式中,提出能够以比实施方式 13 更简易的结构进行使用 QR 分解的 MLD 的结构及方法。

[0364] 在本实施方式中,与实施方式 13 同样地,以发送装置从三根天线发送彼此不同的调制信号 A、B、C,接收装置以三根天线将其接收的情况为例进行说明。

[0365] 图 44 表示本实施方式的结构例。图 44 的信号处理单元 4300 被用为图 32 的信号处理单元 3117。此外,图 44 中的信号 4301 表示相当于图 32 中的信号 308、310、3102、306、

318、320、3104、316、3112、3114、3116、3110 的信号群。

[0366] QR 分解单元 4302、4304、4306 以信号群 4301 作为输入,分别进行不同的 QR 分解。

[0367] 具体而言,QR 分解单元 4302 进行 (8) 式的变换,QR 分解单元 4304 进行 (9) 式的变换,QR 分解单元 4306 进行 (10) 式的变换。

$$[0368] \quad \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_X^H \mathbf{R} \mathbf{x}_X = \mathbf{R}_X \begin{pmatrix} Tx_c \\ Tx_a \\ Tx_b \end{pmatrix} \dots (8)$$

$$[0369] \quad \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_Y^H \mathbf{R} \mathbf{x}_Y = \mathbf{R}_Y \begin{pmatrix} Tx_a \\ Tx_b \\ Tx_c \end{pmatrix} \dots (9)$$

$$[0370] \quad \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_Z^H \mathbf{R} \mathbf{x}_Z = \mathbf{R}_Z \begin{pmatrix} Tx_b \\ Tx_c \\ Tx_a \end{pmatrix} \dots (10)$$

[0371] 其中,设为 $\mathbf{R}_{X_X} = (Tx_c, Tx_a, Tx_b)^T$, $\mathbf{R}_{X_Y} = (Tx_a, Tx_b, Tx_c)^T$, $\mathbf{R}_{X_Z} = (Tx_b, Tx_c, Tx_a)^T$ 。

[0372] 然后,QR 分解单元 4302 将 (8) 式的信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、矩阵 R 的第 1 行、矩阵 R 的第 2 行、矩阵 R 的第 3 行作为信号 4303 输出。然后,QR 分解单元 4304 将 (9) 式的信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、矩阵 R 的第 1 行、矩阵 R 的第 2 行、矩阵 R 的第 3 行作为信号 4305 输出。然后,QR 分解单元 4306 将 (10) 式的信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、矩阵 R 的第 1 行、矩阵 R 的第 2 行、矩阵 R 的第 3 行作为信号 4307 输出。

[0373] 比特单位分支量度运算单元 4308 将来自各个 QR 分解单元 4302、4304、4306 的信号 4303、4305、4307 输入,对各个信号 4303、4305、4307,就矩阵 R 中最上层的第 1 行之外的第 2 行和第 3 行以比特单位求分支量度,由此进行 MLD。

[0374] 具体而言,比特单位分支量度运算单元 4308 使用信号 4303,基于 (8) 式的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度,由此对 Tx_a 和 Tx_b 进行 MLD。例如,设各个调制信号 A、B 的调制方式为 QPSK。此时,假设分支量度由 $B1[a0][a1][b0][b1][c0][c1]$ 表示。 $a0$ 、 $a1$ 代表调制信号 A 的发送 2 比特, $a0$ 、 $a1 = 0$ 或 1。同样地, $b0$ 、 $b1$ 代表调制信号 B 的发送 2 比特, $b0$ 、 $b1 = 0$ 或 1, $c0$ 、 $c1$ 代表调制信号 C 的发送 2 比特, $c0$ 、 $c1 = 0$ 或 1。比特单位分支量度运算单元 4308 使用信号 4303,基于 (8) 式表示的矩阵 R 的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度,这相当于求分支量度 $B1[a0][a1][b0][b1][X][X]$ 。其中,X 意味着不定。这是因为 (8) 式的第 2 行、第 3 行不包含调制信号 C 的分量。因此,比特单位分支量度运算单元 4308 使用信号 4303,对调制信号 A、B 求总计 16 个分支量度。

[0375] 同样地,比特单位分支量度运算单元 4308 使用信号 4305,基于 (9) 式的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度,由此对 Tx_b 和 Tx_c 进行 MLD。比特单位分支量度运算单元 4308 使用信号 4305,基于 (9) 式表示的矩阵 R 的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度,这相当于求分支量度 $B2[X][X][b0][b1][c0][c1]$ 。由此,比特单位分支量度运算单元 4308 使用信号 4305,对调制信号 B、C 求总计 16 个分支量度。

[0376] 同样地,比特单位分支量度运算单元 4308 使用信号 4306,基于 (10) 式的第 2 行

和第 3 行以比特为单位求分支度量,由此对 T_{x_c} 和 T_{x_a} 进行 MLD。比特单位分支量度运算单元 4308 使用信号 4307,基于 (10) 式表示的矩阵 R 的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支度量,这相当于求分支量度 $B3[a0][a1][X][X][c0][c1]$ 。由此,比特单位分支量度运算单元 4308 使用信号 4307,对调制信号 C、A 求总计 16 个分支量度。

[0377] 接下来,比特单位分支量度运算单元 4308 将如上获得的分支量度以比特为单位进行加算。假设调制信号 A 的比特 $a0$ 为“0”时,分支量度为 $Ba0,0$,例如以如下方式求分支量度 $Ba0,0$ 。

$$[0378] \quad Ba0,0 = B \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & X & X \\ 0 & 0 & 0 & 1 & X & X \end{bmatrix} + B1 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & X & X \end{bmatrix}$$

$$[0379] \quad + B1 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & X & X \\ 0 & 0 & 1 & 1 & X & X \end{bmatrix}$$

$$[0380] \quad + B1 \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & X & X \\ 0 & 1 & 0 & 1 & X & X \end{bmatrix}$$

$$[0381] \quad + B1 \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & X & X \\ 0 & 1 & 1 & 1 & X & X \end{bmatrix}$$

$$[0382] \quad + B3 \begin{bmatrix} 0 & 0 & X & X & 0 & 0 \\ 0 & 0 & X & X & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[0383] \quad + B3 \begin{bmatrix} 0 & 0 & X & X & 1 & 0 \\ 0 & 0 & X & X & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[0384] \quad + B3 \begin{bmatrix} 0 & 1 & X & X & 0 & 0 \\ 0 & 1 & X & X & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[0385] \quad + B3 \begin{bmatrix} 0 & 1 & X & X & 1 & 0 \\ 0 & 1 & X & X & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdots (11)$$

[0386] 假设调制信号 A 的比特 $a0$ 为“1”时的分支量度为 $Ba0,1$,比特单位分支量度运算单元 4308 以如下方式求分支量度 $Ba0,1$ 。

$$[0387] \quad Ba0,1 = B1 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & X & X \\ 1 & 0 & 0 & 1 & X & X \end{bmatrix} + B1 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & X & X \end{bmatrix}$$

$$[0388] \quad + B1 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & X & X \\ 1 & 0 & 1 & 1 & X & X \end{bmatrix}$$

$$[0389] \quad + B1 \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & X & X \\ 1 & 1 & 0 & 1 & X & X \end{bmatrix}$$

$$[0390] \quad + B1 \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & X & X \\ 1 & 1 & 1 & 1 & X & X \end{bmatrix}$$

$$[0391] \quad + B3 \begin{bmatrix} 1 & 0 & X & X & 0 & 0 \\ 1 & 0 & X & X & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[0392] \quad + B3 \begin{bmatrix} 1 & 0 & X & X & 1 & 0 \\ 1 & 0 & X & X & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[0393] \quad + B3 \begin{bmatrix} 1 & 1 & X & X & 0 & 0 \\ 1 & 1 & X & X & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[0394] \quad + B3 \begin{bmatrix} 1 & 1 & X & X & 1 & 0 \\ 1 & 1 & X & X & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdots (12)$$

[0395] 比特单位分支量度运算单元 4308 以同样的方式求调制信号 A 的比特 $a1$ 为“0”时和为“1”时的分支量度 $Ba1,0$ 和 $Ba1,1$ 。

[0396] 此外,假设调制信号 B 的比特 $b0$ 为“0”时的分支量度为 $Bb0,0$,比特单位分支量度运算单元 4308 以如下方式求分支量度 $Bb0,0$ 。

$$[0397] \quad Bb0,0 = B1 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & X & X \\ 0 & 1 & 0 & 0 & X & X \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & X & X \end{bmatrix}$$

$$[0398] \quad + B1 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & X & X \\ 1 & 1 & 0 & 0 & X & X \end{bmatrix}$$

$$[0399] \quad + B1 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & X & X \\ 0 & 1 & 0 & 1 & X & X \end{bmatrix}$$

$$[0400] \quad + B1 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & X & X \\ 1 & 1 & 0 & 1 & X & X \end{bmatrix}$$

$$[0401] \quad + B2 \begin{bmatrix} X & X & 0 & 0 & 0 & 0 \\ X & X & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[0402] \quad + B2 \begin{bmatrix} X & X & 0 & 0 & 1 & 0 \\ X & X & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[0403] \quad + B2 \begin{bmatrix} X & X & 0 & 1 & 0 & 0 \\ X & X & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[0404] \quad + B2 \begin{bmatrix} X & X & 0 & 1 & 1 & 0 \\ X & X & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdots (13)$$

[0405] 此外,假设调制信号 B 的比特 $b0$ 为“1”时的分支量度为 $Bb0,1$,比特单位分支量度运算单元 4308 以如下方式求分支量度 $Bb0,1$ 。

[0406] $Bb0,1 = B1[0][0][1][0][X][X] + B1[0][1][1][0][X][X]$

[0407] $+B1[1][0][1][0][X][X] + B1[1][1][1][0][X][X]$

[0408] $+B1[0][0][1][1][X][X] + B1[0][1][1][1][X][X]$

[0409] $+B1[1][0][1][1][X][X] + B1[1][1][1][1][X][X]$

[0410] $+B2[X][X][1][0][0][0] + B2[X][X][1][0][0][1]$

[0411] $+B2[X][X][1][0][1][0] + B2[X][X][1][0][1][1]$

[0412] $+B2[X][X][1][1][0][0] + B2[X][X][1][1][0][1]$

[0413] $+B2[X][X][1][1][1][0] + B2[X][X][1][1][1][1] \cdots (14)$

[0414] 比特单位分支量度运算单元 4308 以同样的方式求调制信号 B 的比特 b1 为“0”时和为“1”时的分支量度 Bb1,0 和 Bb1,1。

[0415] 此外,假设调制信号 C 的比特 c0 为“0”时的分支量度为 Bc0,0,比特单位分支量度运算单元 4308 以如下方式求分支量度 Bc0,0。

[0416] $Bc0,0 = B2[X][X][0][0][0][0] + B2[X][X][0][1][0][0]$

[0417] $+B2[X][X][1][0][0][0] + B2[X][X][1][1][0][0]$

[0418] $+B2[X][X][0][0][0][1] + B2[X][X][0][1][0][1]$

[0419] $+B2[X][X][1][0][0][1] + B2[X][X][1][1][0][1]$

[0420] $+B3[0][0][X][X][0][0] + B3[0][1][X][X][0][0]$

[0421] $+B3[1][0][X][X][0][0] + B3[1][1][X][X][0][0]$

[0422] $+B3[0][0][X][X][0][1] + B3[0][1][X][X][0][1]$

[0423] $+B3[1][0][X][X][0][1] + B3[1][1][X][X][0][1] \cdots (15)$

[0424] 此外,假设调制信号 C 的比特 b0 为“1”时的分支量度为 Bc0,1,比特单位分支量度运算单元 4308 以如下方式求分支量度 Bc0,1。

[0425] $Bc0,1 = B2[X][X][0][0][1][0] + B2[X][X][0][1][0][0]$

[0426] $+B2[X][X][1][0][1][0] + B2[X][X][1][1][1][0]$

[0427] $+B2[X][X][0][0][1][1] + B2[X][X][0][1][1][1]$

[0428] $+B2[X][X][1][0][1][1] + B2[X][X][1][1][1][1]$

[0429] $+B3[0][0][X][X][1][0] + B3[0][1][X][X][1][0]$

[0430] $+B3[1][0][X][X][1][0] + B3[1][1][X][X][1][0]$

[0431] $+B3[0][0][X][X][1][1] + B3[0][1][X][X][1][1]$

[0432] $+B3[1][0][X][X][1][1] + B3[1][1][X][X][1][1] \cdots (16)$

[0433] 比特单位分支量度运算单元 4308 以同样的方式求调制信号 C 的比特 c1 为“0”时和为“1”时的分支量度 Bc1,0 和 Bc1,1。

[0434] 然后,比特单位分支量度运算单元 4308 将如上述求得的值作为调制信号 A 的比特单位的分支量度群信号 4309、调制信号 B 的比特单位的分支量度群信号 4310、调制信号 C 的比特单位的分支量度群信号 4311 而加以输出。

[0435] 判定单元 4312 基于调制信号 A 的比特单位的分支量度群信号 4309、调制信号 B 的比特单位的分支量度群信号 4310、调制信号 C 的比特单位的分支量度群信号 4311,对调制信号 A、B、C 判定最可靠的信号点,并将判定结果作为接收数据 4313 输出。另外,该接收数据 4313 相当于例如图 33 的调制信号 A 的数字信号 322、调制信号 B 的数字信号 323、以及

调制信号 C 的数字信号 3118。

[0436] 这样,根据本实施方式,通过设置:分别进行不同的 QR 分解的多个 QR 分解单元 4302、4304、4306;对通过 QR 分解单元 4302、4304、4306 获得的信号 4303、4305、4307,分别基于去除最上层的行(在本实施方式的例子中为矩阵 R 的除了第 1 行以外的第 2 行和第 3 行)求分支量度的比特单位分支量度运算单元 4308;基于该分支量度进行似然判定的判定单元 4312,在进行采用 QR 分解的 MLD 时,能够不降低差错率特性地削减运算规模。

[0437] 例如图 43 所示的,分阶段地限定候补信号点的结构相比,由于不需要承接候补信号点的结构而能够实现电路规模的简化,同时因为能够减轻因运算造成的延迟时间而能够进行高速动作。

[0438] 在此提及本实施方式中的去除 QR 分解最上层的行的 MLD 与以往的 QR-MLD 之间在设计思想上的不同。例如,在发送天线数 3,接收天线数 3 的系统中,以往的 QR-MLD 是为了获得接收天线数 3 的分集增益的 MLD 的近似算法。另一方面,本实施方式可说是为了获得接收天线数 2 的分集增益的 MLD 的近似算法。也就是说,一般在发送天线数 M,接收天线数 M 的系统中,以往的 QR-MLD 是为了获得接收天线数 M 的分集增益的 MLD 的近似算法。而另一方面,本实施方式可说是为了获得接收天线数 M-P 的分集增益的 MLD 的近似算法。其中, $M > P$ 。

[0439] 在此,作为本实施方式的特征,如上述,能够举出与以往的 QR-MLD 相比,能够削减运算规模这一点。此外,还可以举出在上述 M 较大时,只要将 P 设定得小,与以往得 QR-MLD 的接收质量相比,不会在接收质量产生差异的特征。

[0440] 另外,作为采用 QR 分解的 MLD 的方法,进行 MMSE 的扩展也能够同样地实施。关于此,由于是例如在文献“シングルユーザ / マルチユーザ MIMO 伝送方式における MMSE 拡張を行う QRM-MLD の検討”电子情报通信学会,信学技报 (IEICE Technical Report) RCS2005-190、2006 年 3 月、pp. 73-78 等记载的已知技术,故省略其说明。

[0441] 另外,在本实施方式中,新增与实施方式 13 同样地对最下层的行进行部分比特判定的结构,能够进一步削减运算规模。

[0442] 另外,在本实施方式中,以调制信号数为 3 的情况为例进行了说明,但不限于此,在 4 以上的时候同样地也能够实施。例如也能够适用于发送装置从四根天线发送彼此不同的调制信号的情况。此时,在上述的实施方式中是对 QR 分解后的第 2 行和第 3 行进行 MLD,但也可以对 QR 分解后的第 3 行和第 4 行进行 MLD,还可以对 QR 分解后的第 2 行、第 3 行和第 4 行进行 MLD。换言之,只要基于 QR 分解后的最上层的行以外的行进行 MLD 即可。

[0443] 另外,在本实施方式中说明了各个调制信号的调制方式为 QPSK 的情况,但不限于此。

[0444] 再有,分支量度的求法不限于上述相加的方法。例如,调制信号 A 的比特 a0 为“0”的分支量度 Ba0,0 可以是 B1[0][0][0][0][X][X]、B1[0][0][0][1][X][X]、B1[0][0][1][0][X][X]、B1[0][0][1][1][X][X]、B1[0][1][0][0][X][X]、B1[0][1][0][1][X][X]、B1[0][1][1][0][X][X]、B1[0][1][1][1][X][X]、B3[0][0][X][X][0][0]、B3[0][0][X][X][0][1]、B3[0][0][X][X][1][0]、B3[0][0][X][X][1][1]、B3[0][1][X][X][0][0]、B3[0][1][X][X][0][1]、B3[0][1][X][X][1][0]、B3[0][1][X][X][1][1] 中的最小值。

[0445] 另外,在本实施方式求的分支量度相当于解码时的事后概率。并且如果利用事

前概率,能够进一步提高接收质量。在本实施方式中,如果要利用事前概率,例如分别在(8)式、(9)式、(10)式求由第2行和第3行形成的矩阵的逆矩阵,从该逆矩阵求分离后的SNR(相关参照上述(3)式、(4)式),然后使用求得的结果即可。

[0446] (实施方式15)

[0447] 在本实施方式中,提出通过设置基本上与实施方式14同样地分别进行不同的QR分解的多个QR分解单元,由此在进行采用了QR分解的MLD时,能够不降低差错率特性地削减运算规模的结构及方法。在本实施方式中,多个QR分解的方法与实施方式14不同。

[0448] 在本实施方式中,与实施方式14同样地,以发送装置从三根天线发送彼此不同的调制信号A、B、C,接收装置以三根天线将其接收的情况为例进行说明。

[0449] 图45表示本实施方式的结构例。图45的信号处理单元4400被用为图32的信号处理单元3117。此外,图45中的信号4301表示相当于图32中的信号308、310、3102、306、318、320、3104、316、3112、3114、3116、3110的信号群。

[0450] QR分解单元4302、4304、4306以信号群4301作为输入,分别进行不同的QR分解。

[0451] 具体而言,QR分解单元4401A进行(17)式的变换,QR分解单元4402A进行(18)式的变换,QR分解单元4401B进行(19)式的变换,QR分解单元4402B进行(20)式的变换,QR分解单元4401C进行(21)式的变换,QR分解单元4402C进行(22)式的变换。

$$[0452] \quad \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_{a1}^H \mathbf{R} \mathbf{x}_{a1} = \mathbf{R}_{a1} \begin{pmatrix} T x_c \\ T x_b \\ T x_a \end{pmatrix} \dots (17)$$

$$[0453] \quad \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_{a2}^H \mathbf{R} \mathbf{x}_{a2} = \mathbf{R}_{a2} \begin{pmatrix} T x_b \\ T x_c \\ T x_a \end{pmatrix} \dots (18)$$

$$[0454] \quad \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_{b1}^H \mathbf{R} \mathbf{x}_{b1} = \mathbf{R}_{b1} \begin{pmatrix} T x_c \\ T x_a \\ T x_b \end{pmatrix} \dots (19)$$

$$[0455] \quad \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_{b2}^H \mathbf{R} \mathbf{x}_{b2} = \mathbf{R}_{b2} \begin{pmatrix} T x_a \\ T x_c \\ T x_b \end{pmatrix} \dots (20)$$

$$[0456] \quad \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_{c1}^H \mathbf{R} \mathbf{x}_{c1} = \mathbf{R}_{c1} \begin{pmatrix} T x_b \\ T x_a \\ T x_c \end{pmatrix} \dots (21)$$

$$[0457] \quad \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_{c2}^H \mathbf{R} \mathbf{x}_{c2} = \mathbf{R}_{c2} \begin{pmatrix} T x_a \\ T x_b \\ T x_c \end{pmatrix} \dots (22)$$

[0458] 其中,设 $\mathbf{R} \mathbf{x}_{a1} = (T x_c, T x_b, T x_a)^T$ 、 $\mathbf{R} \mathbf{x}_{a2} = (T x_b, T x_c, T x_a)^T$ 、 $\mathbf{R} \mathbf{x}_{b1} = (T x_c, T x_a, T x_b)^T$ 、

$R_{x_{b2}} = (T_{x_a}, T_{x_c}, T_{x_b})^T$ 、 $R_{x_{c1}} = (T_{x_a}, T_{x_b}, T_{x_c})^T$ 、 $R_{x_{c2}} = (T_{x_a}, T_{x_b}, T_{x_c})^T$ 。

[0459] 然后, QR 分解单元 4401A 将 (17) 式的信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、矩阵 R 的第 1 行、矩阵 R 的第 2 行、矩阵 R 的第 3 行作为信号 4403A 输出。然后, QR 分解单元 4402A 将 (18) 式的信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、矩阵 R 的第 1 行、矩阵 R 的第 2 行、矩阵 R 的第 3 行作为信号 4404A 输出。然后, QR 分解单元 4401B 将 (19) 式的信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、矩阵 R 的第 1 行、矩阵 R 的第 2 行、矩阵 R 的第 3 行作为信号 4403B 输出。然后, QR 分解单元 4401B 将 (20) 式的信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、矩阵 R 的第 1 行、矩阵 R 的第 2 行、矩阵 R 的第 3 行作为信号 4404B 输出。然后, QR 分解单元 4401C 将 (21) 式的信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、矩阵 R 的第 1 行、矩阵 R 的第 2 行、矩阵 R 的第 3 行作为信号 4403C 输出。然后, QR 分解单元 4402C 将 (22) 式的信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、矩阵 R 的第 1 行、矩阵 R 的第 2 行、矩阵 R 的第 3 行作为信号 4404C 输出。

[0460] 比特单位分支量度运算单元 4405A 将来自各个 QR 分解单元 4401A、4402A 的信号 4403A、4404A 输入, 对各个信号 4403A、4404A 就矩阵 R 中最上层的第 1 行以外的第 2 行和第 3 行以比特单位求分支量度, 由此进行 MLD。

[0461] 具体而言, 比特单位分支量度运算单元 4405A 使用信号 4403A, 基于 (17) 式的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度, 由此对 T_{x_a} 和 T_{x_b} 进行 MLD。具体而言, 比特单位分支量度运算单元 4405A 使用信号 4404A, 基于 (18) 式的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度, 由此对 T_{x_a} 和 T_{x_c} 进行 MLD。例如, 各个调制信号的调制方式为 QPSK 时, 比特单位分支量度运算单元 4405A 使用信号 4403A, 基于 (17) 式表示矩阵 R 的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度 $B1[a0][a1][b0][b1][X][X]$ 。因此, 比特单位分支量度运算单元 4405A 使用信号 4403A, 对调制信号 A、B 求总计 16 个分支量度。并且, 比特单位分支量度运算单元 4405A 使用信号 4404A, 基于 (18) 式表示的矩阵 R 的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度 $B2[a0][a1][X][X][c0][c1]$ 。也就是说, 比特单位分支量度运算单元 4405A 使用信号 4404A, 对调制信号 A、C 求总计 16 个分支量度。

[0462] 接下来, 比特单位分支量度运算单元 4405A 将如上求得的分支量度以比特为单位进行加算。假设调制信号 A 的比特 $a0$ 为“0”时, 分支量度为 $Ba0, 0$, 例如以如下方式求分支量度 $Ba0, 0$ 。

[0463] $Ba0, 0 = B1[0][0][0][0][X][X] + B1[0][0][0][1][X][X]$

[0464] $+ B1[0][0][1][0][X][X] + B1[0][0][1][1][X][X]$

[0465] $+ B1[0][1][0][0][X][X] + B1[0][1][0][1][X][X]$

[0466] $+ B1[0][1][1][0][X][X] + B1[0][1][1][1][X][X]$

[0467] $+ B2[0][0][X][X][0][0] + B2[0][0][X][X][0][1]$

[0468] $+ B2[0][0][X][X][1][0] + B2[0][0][X][X][1][1]$

[0469] $+ B2[0][1][X][X][0][0] + B2[0][1][X][X][0][1]$

[0470] $+ B2[0][1][X][X][1][0] + B2[0][1][X][X][1][1] \dots (23)$

[0471] 假设调制信号 A 的比特 $a0$ 为“1”时的分支量度为 $Ba0, 1$, 比特单位分支量度运算单元 4405A 以如下方式求分支量度 $Ba0, 1$ 。

[0472] $Ba0, 1 = B1[1][0][0][0][X][X] + B1[1][0][0][1][X][X]$

[0473] $+ B1[1][0][1][0][X][X] + B1[1][0][1][1][X][X]$

[0474] $+B1[1][1][0][0][X][X]+B1[1][1][0][1][X][X]$

[0475] $+B1[1][1][1][0][X][X]+B1[1][1][1][1][X][X]$

[0476] $+B2[1][0][X][X][0][0]+B2[1][0][X][X][0][1]$

[0477] $+B2[1][0][X][X][1][0]+B2[1][0][X][X][1][1]$

[0478] $+B2[1][1][X][X][0][0]+B2[0][1][X][X][0][1]$

[0479] $+B2[1][1][X][X][1][0]+B2[1][1][X][X][1][1] \cdots (24)$

[0480] 比特单位分支量度运算单元 4405A 以同样的方式求调制信号 A 的比特 a1 为“0”时和为“1”时的分支量度 Ba1,0 和 Ba1,1。然后,将这样求得的价值作为调制信号 A 的比特单位的分支量度群信号 4406A 输出。

[0481] 比特单位分支量度运算单元 4405B 将来自各个 QR 分解单元 4401B、4402B 的信号 4403B、4404B 输入,对各个信号 4403B、4404B 就矩阵 R 中 最上层的第 1 行以外的第 2 行和第 3 行以比特单位求分支量度,由此进行 MLD。

[0482] 具体而言,比特单位分支量度运算单元 4405B 使用信号 4403B,基于 (19) 式的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度,由此对 T_{x_b} 和 T_{x_a} 进行 MLD。另外,比特单位分支量度运算单元 4405B 使用信号 4404B,基于 (20) 式的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度,由此对 T_{x_b} 和 T_{x_c} 进行 MLD。例如,各个调制信号的调制方式为 QPSK 时,比特单位分支量度运算单元 4405B 使用信号 4403B,基于 (19) 式表示矩阵 R 的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度 $B3[a0][a1][b0][b1][X][X]$ 。因此,比特单位分支量度运算单元 4405B 使用信号 4403B,对调制信号 B、A 求总计 16 个分支量度。并且,比特单位分支量度运算单元 4405B 使用信号 4404B,基于 (20) 式表示的矩阵 R 的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度 $B4[X][X][b0][b1][c0][c1]$ 。因此,比特单位分支量度运算单元 4405B 使用信号 4404B,对调制信号 B、C 求总计 16 个分支量度。

[0483] 接下来,比特单位分支量度运算单元 4405B 将如上求得的分支量度以比特为单位进行加算。假设调制信号 B 的比特 b0 为“0”时,分支量度为 Bb0,0,例如以如下方式求分支量度 Ba0,0。

[0484] $Bb0,0 = B3[0][0][0][0][X][X]+B3[0][1][0][0][X][X]$

[0485] $+B3[1][0][0][0][X][X]+B3[1][1][0][0][X][X]$

[0486] $+B3[0][0][0][1][X][X]+B3[0][1][0][1][X][X]$

[0487] $+B3[1][0][0][1][X][X]+B3[1][1][0][1][X][X]$

[0488] $+B4[X][X][0][0][0][0]+B4[X][X][0][0][0][1]$

[0489] $+B4[X][X][0][0][1][0]+B4[X][X][0][0][1][1]$

[0490] $+B4[X][X][0][1][0][0]+B4[X][X][0][1][0][1]$

[0491] $+B4[X][X][0][1][1][0]+B4[X][X][0][1][1][1] \cdots (25)$

[0492] 假设调制信号 B 的比特 b0 为“1”时的分支量度为 Bb0,1,比特单位分支量度运算单元 4405B 以如下方式求分支量度 Bb0,1。

[0493] $Bb0,1 = B3[0][0][1][0][X][X]+B3[0][1][1][0][X][X]$

[0494] $+B3[1][0][1][0][X][X]+B3[1][1][1][0][X][X]$

[0495] $+B3[0][0][1][1][X][X]+B3[0][1][1][1][X][X]$

[0496] $+B3[1][0][1][1][X][X]+B3[1][1][1][1][X][X]$

[0497] $+B4[X][X][1][0][0][0]+B4[X][X][1][0][0][1]$

[0498] $+B4[X][X][1][0][1][0]+B4[X][X][1][0][1][1]$

[0499] $+B4[X][X][1][1][0][0]+B4[X][X][1][1][0][1]$

[0500] $+B4[X][X][1][1][1][0]+B4[X][X][1][1][1][1] \cdots (26)$

[0501] 比特单位分支量度运算单元 4405B 以同样的方式求调制信号 B 的比特 b1 为“0”时和为“1”时的分支量度 $Bb_{1,0}$ 和 $Bb_{1,1}$ 。然后,将这样求得的价值作为调制信号 B 的比特单位的分支量度群信号 4406B 输出。

[0502] 比特单位分支量度运算单元 4405C 将来自各个 QR 分解单元 4401C、4402C 的信号 4403C、4404C 输入,对各个信号 4403C、4404C 就矩阵 R 中最上层的第 1 行以外的第 2 行和第 3 行以比特单位求分支量度,由此进行 MLD。

[0503] 具体而言,比特单位分支量度运算单元 4405C 使用信号 4403C,基于 (21) 式的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度,由此对 Tx_c 和 Tx_a 进行 MLD。具体而言,比特单位分支量度运算单元 4405C 使用信号 4404C,基于 (22) 式的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度,由此对 Tx_c 和 Tx_b 进行 MLD。例如,各个调制信号的调制方式为 QPSK 时,比特单位分支量度运算单元 4405C 使用信号 4403C,基于 (21) 式表示矩阵 R 的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度 $B3[a0][a1][X][X][c0][c1]$ 。换言之,比特单位分支量度运算单元 4405C 使用信号 4403C,对调制信号 C、A 求总计 16 个分支量度。并且,比特单位分支量度运算单元 4405C 使用信号 4404C,基于 (22) 式表示的矩阵 R 的第 2 行和第 3 行以比特为单位求分支量度 $B_6[X][X][b0][b1][c0][c1]$ 。换言之,比特单位分支量度运算单元 4405C 使用信号 4404C,对调制信号 C、B 求总计 16 个分支量度。

[0504] 接下来,比特单位分支量度运算单元 4405C 将如上求得的分支量度以比特为单位进行加算。假设调制信号 C 的比特 c0 为“0”时,分支量度为 $Bc0,0$,例如以如下方式求分支量度 $Bc0,0$ 。

[0505] $Bc0,0 = B6[X][X][0][0][0][0]+B6[X][X][0][1][0][0]$

[0506] $+B6[X][X][1][0][0][0]+B6[X][X][1][1][0][0]$

[0507] $+B6[X][X][0][0][0][1]+B6[X][X][0][1][0][1]$

[0508] $+B6[X][X][1][0][0][1]+B6[X][X][1][1][0][1]$

[0509] $+B5[0][0][X][X][0][0]+B5[0][1][X][X][0][0]$

[0510] $+B5[1][0][X][X][0][0]+B5[1][1][X][X][0][0]$

[0511] $+B5[0][0][X][X][0][1]+B5[0][1][X][X][0][1]$

[0512] $+B5[1][0][X][X][0][1]+B5[1][1][X][X][0][1] \cdots (27)$

[0513] 假设调制信号 C 的比特 c0 为“1”时的分支量度为 $Bc0,1$,比特单位分支量度运算单元 4405C 以如下方式求分支量度 $Bc0,1$ 。

[0514] $Bc0,1 = B6[X][X][0][0][1][0]+B6[X][X][0][1][0][0]$

[0515] $+B6[X][X][1][0][1][0]+B6[X][X][1][1][1][0]$

[0516] $+B6[X][X][0][0][1][1]+B6[X][X][0][1][1][1]$

[0517] $+B6[X][X][1][0][1][1]+B6[X][X][1][1][1][1]$

[0518] $+B5[0][0][X][X][1][0]+B5[0][1][X][X][1][0]$

[0519] $+B5[1][0][X][X][1][0]+B5[1][1][X][X][1][0]$

[0520] $+B5[0][0][X][X][1][1]+B5[0][1][X][X][1][1]$

[0521] $+B5[1][0][X][X][1][1]+B5[1][1][X][X][1][1]\cdots(28)$

[0522] 比特单位分支量度运算单元 4405C 以同样的方式求调制信号 C 的比特 c1 为“0”时和为“1”时的分支量度 $B_{c1,0}$ 和 $B_{c1,1}$ 。然后,将这样求得的价值作为调制信号 C 的比特单位的分支量度群信号 4406C 输出。

[0523] 判定单元 4407 基于调制信号 A 的比特单位的分支量度群信号 4406A、调制信号 B 的比特单位的分支量度群信号 4406B、调制信号 C 的比特单位的分支量度群信号 4406C,对调制信号 A、B、C 判定最可靠的信号点,并将判定结果作为接收数据 4408 输出。另外,该接收数据 4408 相当于例如图 33 的调制信号 A 的数字信号 322、调制信号 B 的数字信号 323、以及调制信号 C 的数字信号 3118。

[0524] 在此,将实施方式 14 的结构与本实施方式的结构相比时,在实施方式 14 中,在 QR 分解单元 4302、4304、4306 之间交换所有的行进行 QR 分解。相对于此,在本实施方式中,在 QR 分解单元 4401A 和 4402A 之间、4401B 和 4402B 之间以及 4401C 和 4402C 之间,固定最下层的行(第 3 行),将除此之外的行交换而进行 QR 分解。

[0525] 这样,根据本实施方式,通过设置:分别进行不同的 QR 分解的多个 QR 分解单元 4401A、4402A、4401B、4402B、4401C、4402C;对通过 QR 分解单元 4401A、4402A、4401B、4402B、4401C、4402C 获得的信号 4403A、4404A、4403B、4404B、4403C、4404C,分别基于去除最上层的行(在本实施方式的例子中为矩阵 R 的除了第 1 行以外的第 2 行和第 3 行)求分支量度的比特单位分支量度运算单元 4405A、4405B、4405C;基于该分支量度进行似然判定的判定单元 4407,由此,在进行采用 QR 分解的 MLD 时,能够不降低差错率特性地削减运算规模。

[0526] 例如图 43 所示的,分阶段地限定候补信号点的结构相比,由于不需要承接候补信号点的结构而能够实现电路规模的简化,同时因为能够减轻因运算造成的延迟时间而能够进行高速动作。

[0527] 另外,在本实施方式中,以调制信号数为 3 的情况为例进行了说明,但不限于此,在 4 以上的时候同样地也能够实施。在调制信号数 3 的情况下,对 QR 分解后的第 2 行和第 3 行进行 MLD,并且以期望求得的调制信号属于最下层的行即第 3 行的方式进行 QR 分解,例如,发送装置从四根天线发送彼此不同的调制信号时,对 QR 分解后的第 3 行和第 4 行进行 LMD,并且以期望求得的调制信号属于最下层的行即第 4 行的方式进行 QR 分解即可。此时,例如对 QR 分解后的第 2 行、第 3 行、第 4 行进行 MLD,并且以期望求得的调制信号属于最下层的行即第 4 行的方式进行 QR 分解即可。

[0528] 另外,在本实施方式中说明了各个调制信号的调制方式为 QPSK 的情况,但不限于此。

[0529] 再有,分支量度的求法不限于上述相加的方法。例如,调制信号 A 的比特 a0 为“0”的分支量度 $B_{a0,0}$ 可以是 $B1[0][0][0][0][X][X]$ 、 $B1[0][0][0][1][X][X]$ 、 $B1[0][0][1][0][X][X]$ 、 $B1[0][0][1][1][X][X]$ 、 $B1[0][1][0][0][X][X]$ 、 $B1[0][1][0][1][X][X]$ 、 $B1[0][1][1][0][X][X]$ 、 $B1[0][1][1][1][X][X]$ 、 $B2[0][0][X][X][0][0]$ 、 $B2[0][0][X][X][0][1]$ 、 $B2[0][0][X][X][1][0]$ 、 $B2[0][0][X][X][1][1]$ 、 $B2[0][1][X][X][0][0]$ 、 $B2[0][1][X][X][0][1]$ 、 $B2[0][1][X][X][1][0]$ 、 $B2[0][1][X][X][1][1]$ 中的最小值。

[0530] 另外,在本实施方式求的分支量度相当于解码时的事后概率。并且如果利用事前

概率,能够进一步提高接收质量。在本实施方式中,如果要利用事前概率,例如分别在(17)式、(18)式、(19)式、(20)式、(21)式、(22)式求由第2行和第3行形成的矩阵的逆矩阵,从该逆矩阵求分离后的SNR(相关参照上述(3)式、(4)式),然后使用求得的结果即可。

[0531] 另外,在本实施方式中,说明了在将各个调制信号固定在最下层行,对将除此以外的行交换后的所有组合进行QR分解,求分支量度的情况,但不一定需要对各个调制信号为最下层行的所有组合进行QR分解以及分支量度运算。例如,在本实施方式中,着眼于调制信号A时,对调制信号A为最下层行的所有情况,即对(17)式、(18)式进行QR分解。然而,也可以只用(17)式求调制信号A的分支量度。由此,能够削减运算规模。尤其在增加发送调制信号数时,进行QR分解的次数会导致运算规模的急剧增大,因此设定适当的QR分解的处理数对运算规模的削减上是有效的。该QR分解的处理数,是例如对越重要的调制信号设定越多的处理数,相反地,对越不重要的调制信号设定越少的处理数,由此能够有效地组削减运算规模。

[0532] (其他的实施方式)

[0533] 再者,在上述实施方式中,主要以本发明适用于频谱扩展通信方式及OFDM方式的情况为例进行了说明,但并非仅限于此,对于单载波方式或OFDM方式以外的多载波方式、进而对于并用多载波方式和频谱扩展通信方式的方式使用MIMO传输的情况下,也可以获得相同的效果。

[0534] 另外,作为调制方式,主要关于使用16值多阶调制的情况加以说明。但使用16值以外的多阶调制的情况,也可以获得相同的效果。也即,在上述实施方式中,接收了16值的多阶调制信号时,如图9B、图11B、图15B表示的那样求得了部分比特,但并非仅限于此。例如,以1码元发送m比特的调制方式的情况下,如果基于部分比特判定求得的k($k \leq m$)比特,将m比特限定为m-k比特(即减少候补信号点数),并对于减少了的候补信号点进行似然检测,则可获得和上述实施方式相同的效果。而且求取部分比特时的区域的分割方法,并不限于图9B、图11B、图15B、图17、图18、图19,也可适用其他的区域分割。

[0535] 又如,在上述实施方式中,主要就判定部分比特时进行逆矩阵运算的情况进行了叙述,但部分比特的判定方法并不限于此,主要在于,只要根据与似然检测不同的检测方法,且运算量少于似然解码的检测方法而求取部分比特,比起将全部的比特通过似然检测求得的情况,可以减少运算量,所以可以获得和上述实施方式相同的效果。

[0536] 进而,在上述实施方式中,主要是以发送天线数为2、接收天线数为2、发送信号数为2的情况为例说明的,本发明并不限于此,也可适用于发送天线数为n、接收天线数为n、发送信号数为n($n \geq 3$)的装置。另外,也可适用于通过使接收天线数多于发送天线数、发送信号数,以在进行分离、信号点减少时进行合成或选择分集,以期提升分离精度或接收质量的装置。

[0537] 本发明并非仅限于上述实施方式,也可以进行种种变更而实施。

[0538] 本发明接收装置的一个方面采用如下结构,即,该接收装置是接收从多根天线发送彼此不同的调制信号的发送装置所发送的调制信号的接收装置,包括:信道变动估计单元,求取各调制信号的信道估计值;部分比特解调单元,使用不同于似然检测的检测方法仅解调调制信号的一部分比特;信号点减少单元,使用解调后的部分比特及信道估计值减少候补信号点;以及似然检测单元,使用减少了的候补信号点和接收基带信号进行似然检测。

[0539] 根据该结构,由于在部分比特解调单元使用与似然检测不同的检测方法,仅解调一部分比特,所以能以较少的运算量获得部分比特。而且,在似然检测单元,由于使用减少了的候补信号点进行似然检测,所以能以较少运算量,较高精度地求得剩余的比特。如此,由于设为部分进行似然检测,所以一方面可以减少求取欧几里得距离的运算次数;另一方面可以获得差错率特性较好的接收数字信号。

[0540] 本发明接收装置的一个方面采用如下结构,即,还包括控制单元,基于各调制信号的接收质量,控制在信号点减少单元的候补信号点减少中使用哪些调制信号的部分比特。

[0541] 根据该结构,比起单纯使用所有调制信号的部分比特进行信号点减少的情况,可以设为使错误几率较高的部分比特不用于信号点减少处理中,所以可以进行更准确的信号点减少处理,并可以获得差错率特性更好的接收数字信号。

[0542] 本发明接收装置的一个方面采用如下结构,即,还包括控制单元,基于各调制信号的接收质量,控制在信号点减少单元的信号点减少中使用各调制信号中的多少比特的部分比特。

[0543] 根据该结构,由于比起通过单纯地对于所有调制信号使用相同数的部分比特来减少信号点的情况,可以设为在信号点减少处理中不使用错误几率较高的部分比特,所以可进行更准确的信号点减少处理,并可以获得差错率特性更好的接收数字信号。

[0544] 本发明接收装置的一个方面采用如下结构,即,部分比特解调单元包括:分离单元,用于将接收信号分离到各调制信号;以及部分比特判定单元,用于求取分离后的调制信号的接收点之间的欧几里得距离成为最小的候补信号点,逐一反转包含在对应于求得的候补信号点的比特串中的比特,对每个反转比特,搜寻包含反转比特的多个候补信号点,对每个反转比特,检测出从接收点到上述多个候补信号点之间的最小欧几里得距离,检测出上述每个反转比特的最小欧几里得距离中最大的欧几里得距离,将对应于检测出的最大欧几里得距离的 1 比特确定为解调部分比特。

[0545] 根据该结构,由于可以由通过部分比特判定单元,获得错误几率非常低的 1 比特,所以可进行更准确的信号点减少处理,并可获得差错率特性更好的接收数字信号。

[0546] 本发明接收装置的一个方面采用如下结构,即,部分比特解调单元包括:分离单元,用于通过使用信道估计值的信道估计矩阵的逆矩阵运算,而将各调制信号分离;以及部分比特判定单元,判定分离后的调制信号的部分比特。

[0547] 本发明接收装置的一个方面采用如下结构,即,部分比特判定单元包括:分离单元,用于通过进行 MMSE (Minimum Mean Square Error) 运算来将各调制信号分离;以及部分比特判定单元,判定分离后的调制信号的部分比特。

[0548] 根据这些结构,比起进行似然检测的情况,能够以较少的运算量,来确定部分比特。

[0549] 本发明中的部分比特判定方法的一个方面包括:检测调制信号的接收点之间的欧几里得距离成为最小的候补信号点的最小距离候补点检测步骤;将包含在对应于检测出的候补信号点的比特串中的比特逐一反转的比特反转步骤;对每个反转比特,搜寻包含反转比特的多个候补信号点的步骤;对每个反转比特,检测接收点和上述搜寻出的多个候补信号点之间的最小欧几里得距离的步骤;检测上述各反转比特的最小欧几里得距离中的最大欧几里得距离的步骤;以及,将对应于检测出的最大欧几里得距离的比特确定为部分比特。

的步骤。

[0550] 根据此方法,由于可确定在由最小距离候补点检测步骤检测出的候补信号点表示的比特串中可靠性最高的比特,所以可以确定错误几率非常低的 1 比特。

[0551] 本发明发送装置的一个方面采用如下结构,即,该发送装置是从多根天线发送彼此不同的调制信号的发送装置,包括:调制单元,用于通过使用在 IQ 平面上被分割为多个信号点组,且使信号点组内的最小信号点间距离小于信号点组间的最小信号点距离的信号点配置,进行发送比特的信号点映射来获得调制信号;以及天线,用于发送通过上述调制单元获得的调制信号。

[0552] 根据该结构,接收方可以容易且准确地判定在信号组内的信号点共同的比特。因此,可以对于需要仅解调调制信号的一部分比特(部分比特)的接收装置,形成非常方便的发送信号。

[0553] 本发明发送装置的一个方面采用如下结构,即,还包括编码单元,将映射在相同信号点组内的发送比特一起编码。

[0554] 根据该结构,由于在接收方可以在信号点组内共同的部分比特为单位进行纠错处理,所以在接收方能以更简易的结构获得错误可能性更低的部分比特。

[0555] 本发明发送装置的一个方面采用如下结构,即,编码单元对于映射在相同信号点组内的发送比特,施加比其他发送比特的纠错能力更高的编码。

[0556] 根据该结构,在接收方,可以获得错误可能性更低的部分比特。

[0557] 另外,本发明的接收装置的一个方面所采用的结构是,部分比特解调部在解调 64QAM 调制的调制信号的一部分的比特时,根据该接收信号点存在于 IQ 平面上的哪个区域,改变构成 1 码元的 6 比特的比特串中第几个比特作为部分比特进行解调。

[0558] 根据本结构,部分比特解调单元解调的部分比特的差错特性提高,在似然检测单元使用的减少了的候补信号点的可靠性提高。其结果,能够使最终的解调比特的差错率特性提高。

[0559] 本发明的接收装置的一个方面所采用如下结构是包括:QR 分解单元,用于进行彼此不同的 QR 分解;比特单位分支量度运算单元,对通过 QR 分解单元获得的信号分别基于除了最上层的行以外的行求分支量度;以及判定单元,基于该分支量度进行似然判定。

[0560] 根据这个结构,进行使用 QR 分解的 MLD 时,可以降低差错率特性地削减运算规模。

[0561] 本说明书根据 2005 年 5 月 25 日申请的日本专利申请第 2005-153164 号、以及 2006 年 3 月 14 日申请的日本专利申请第 2006-70044 号。其内容全部包含于此作为参考。

[0562] 工业实用性

[0563] 本发明的接收装置,可以广泛适用于例如 MIMO(Multiple-InputMultiple-Output) 方式或 OFDM-MIMO 方式的从多根天线发送彼此不同的调制信号的无线通信系统。

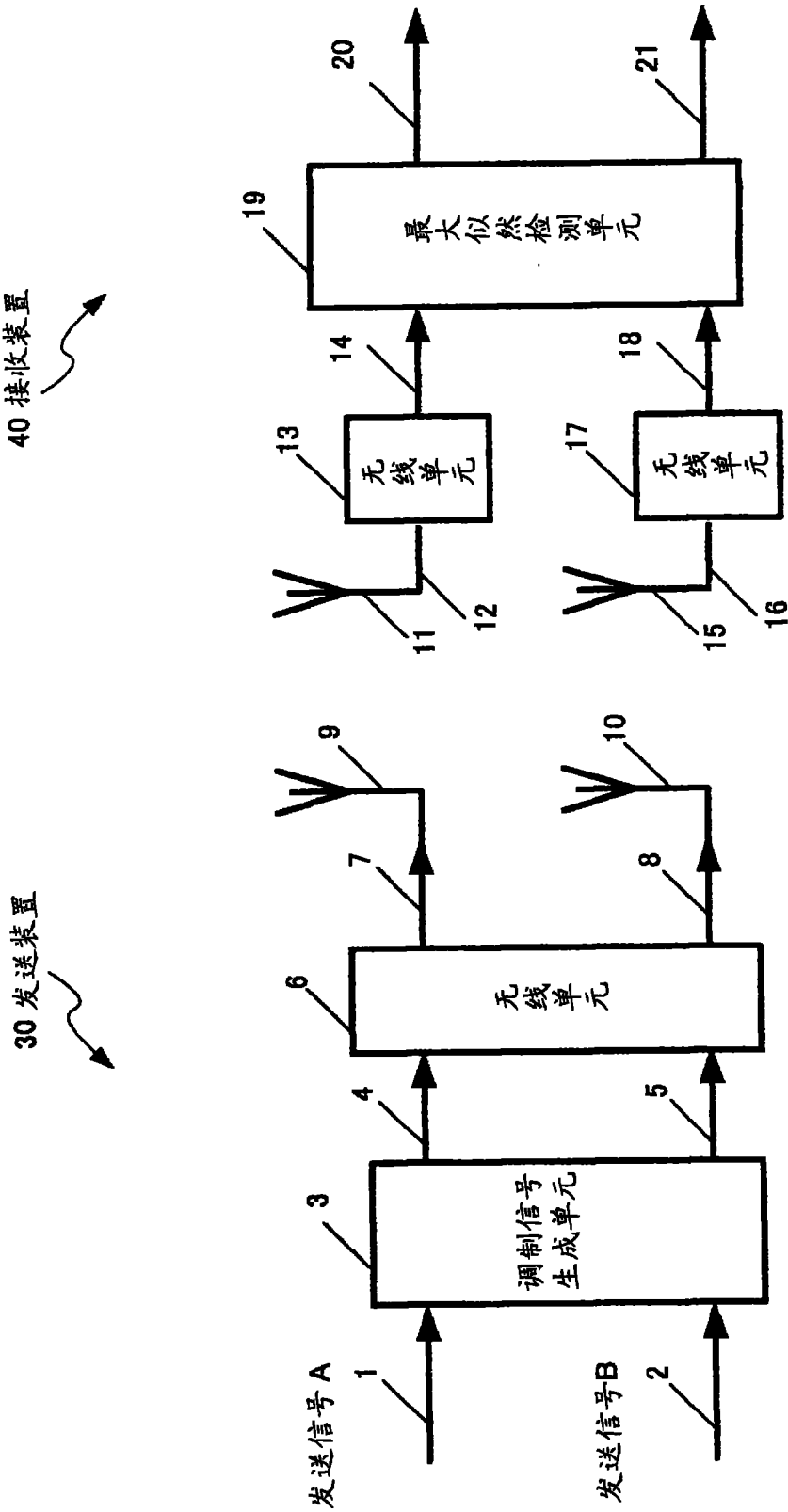


图 1

100 发送装置

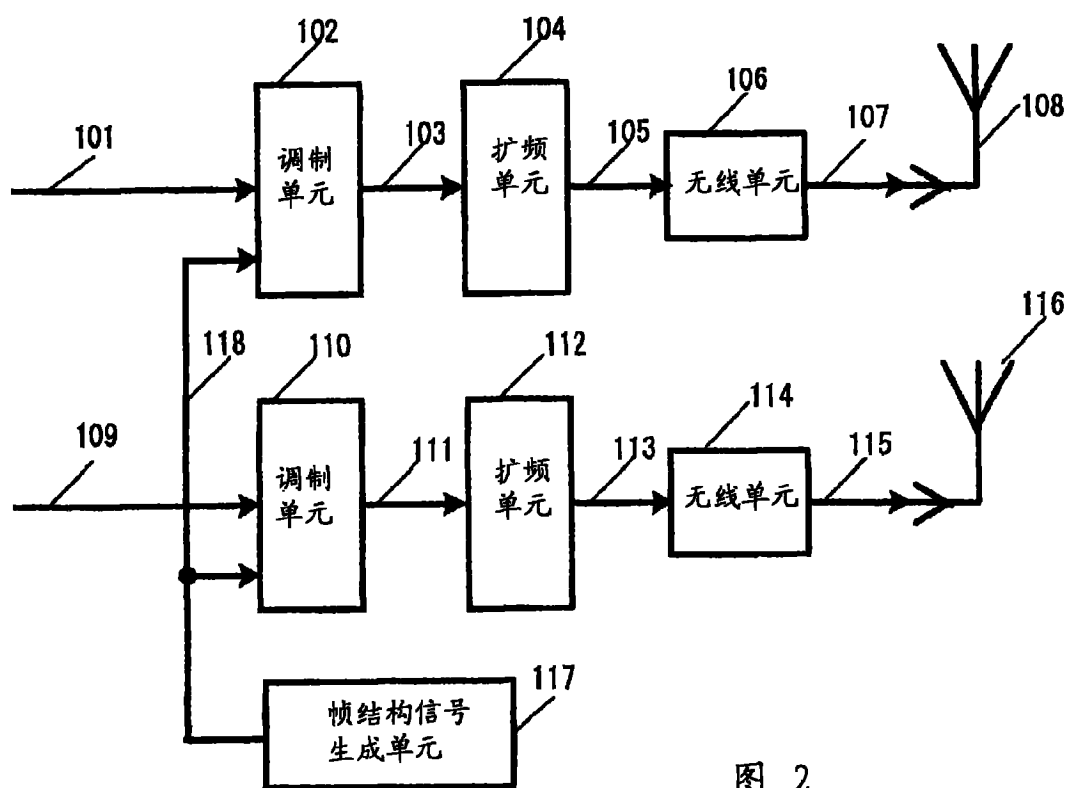


图 2

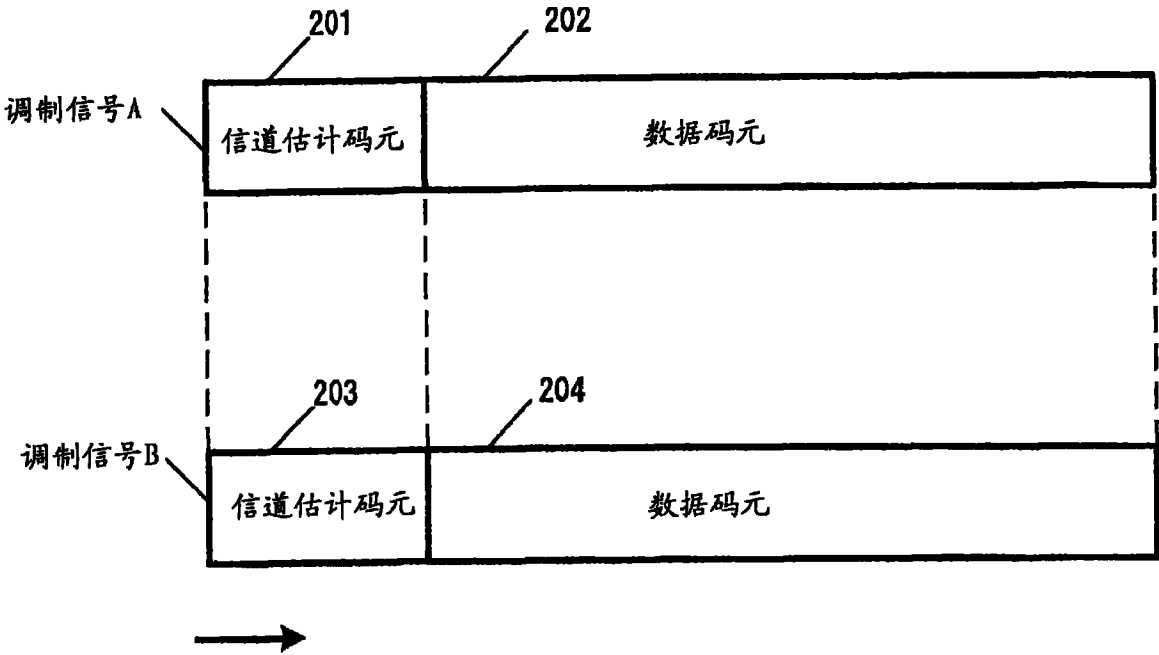


图 3

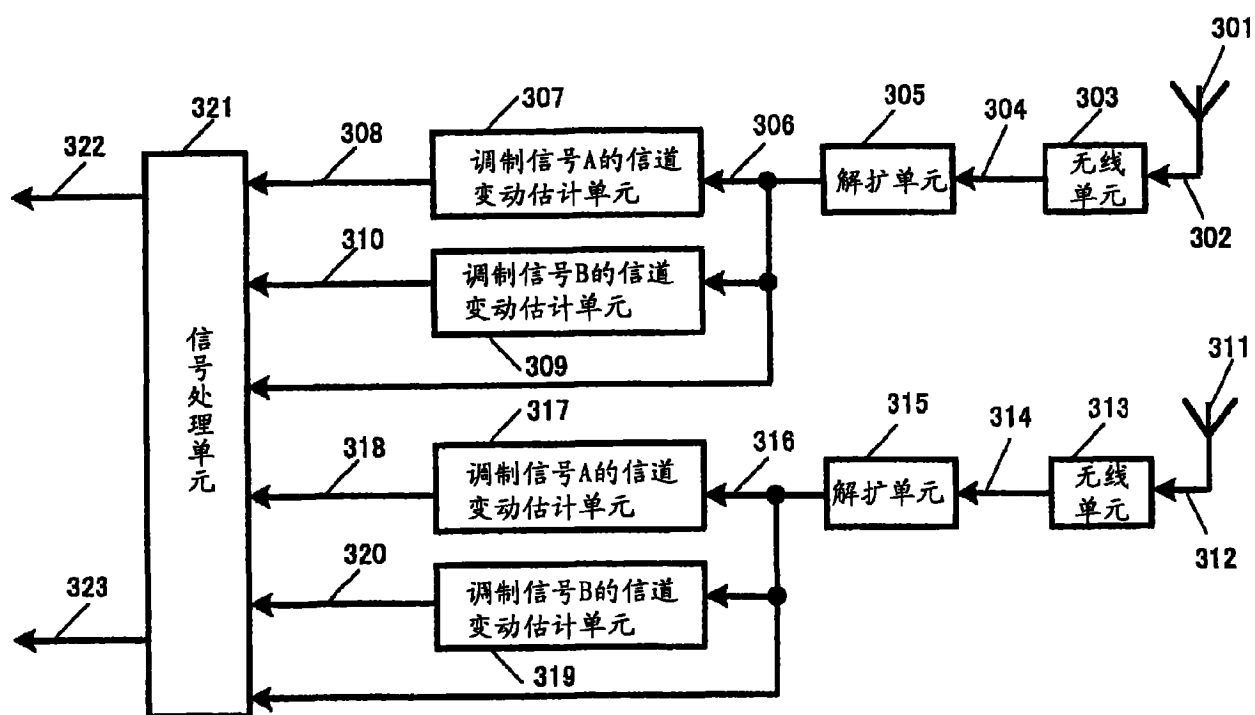
300 接收装置

图 4

321 信号处理单元

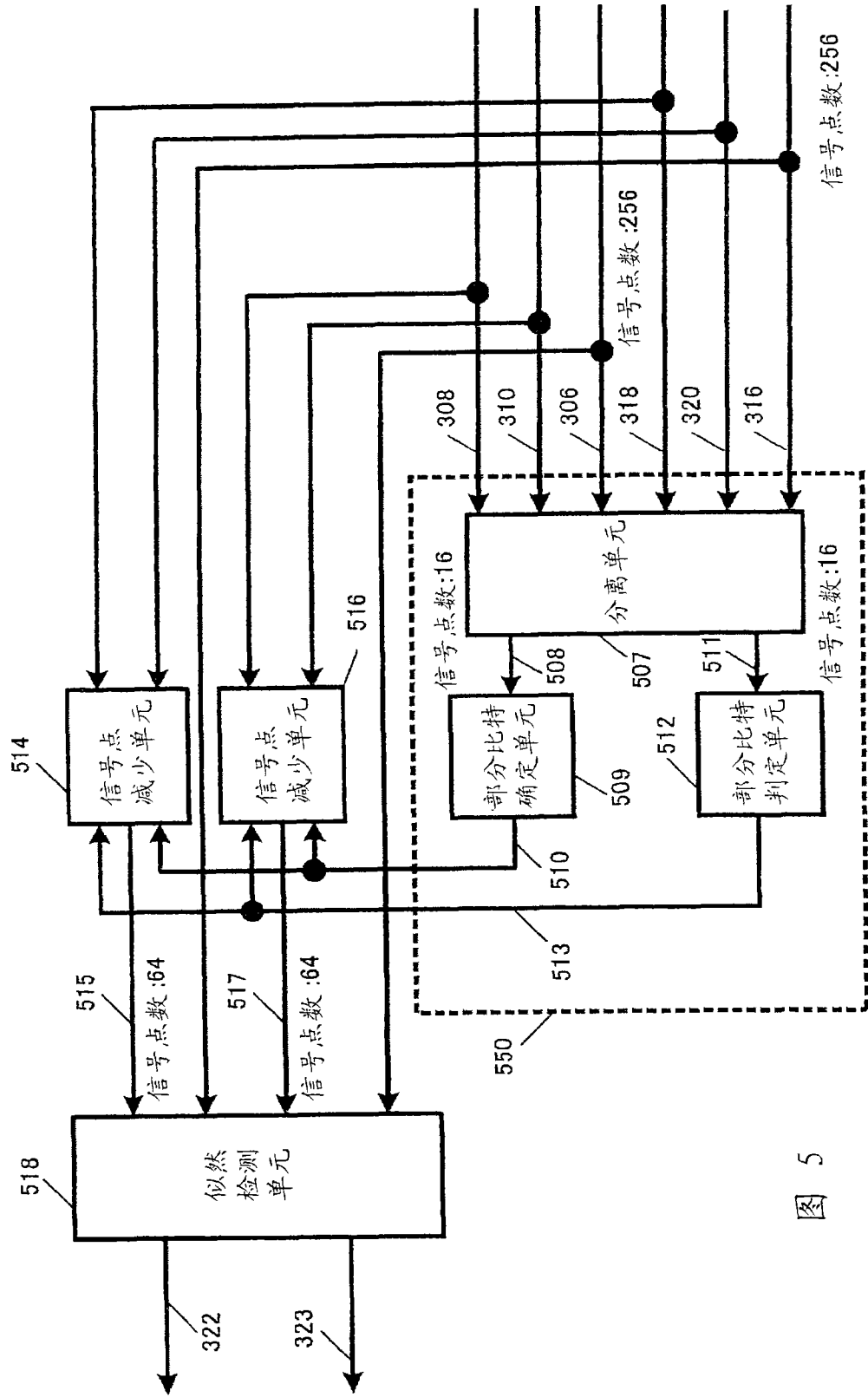


图 5

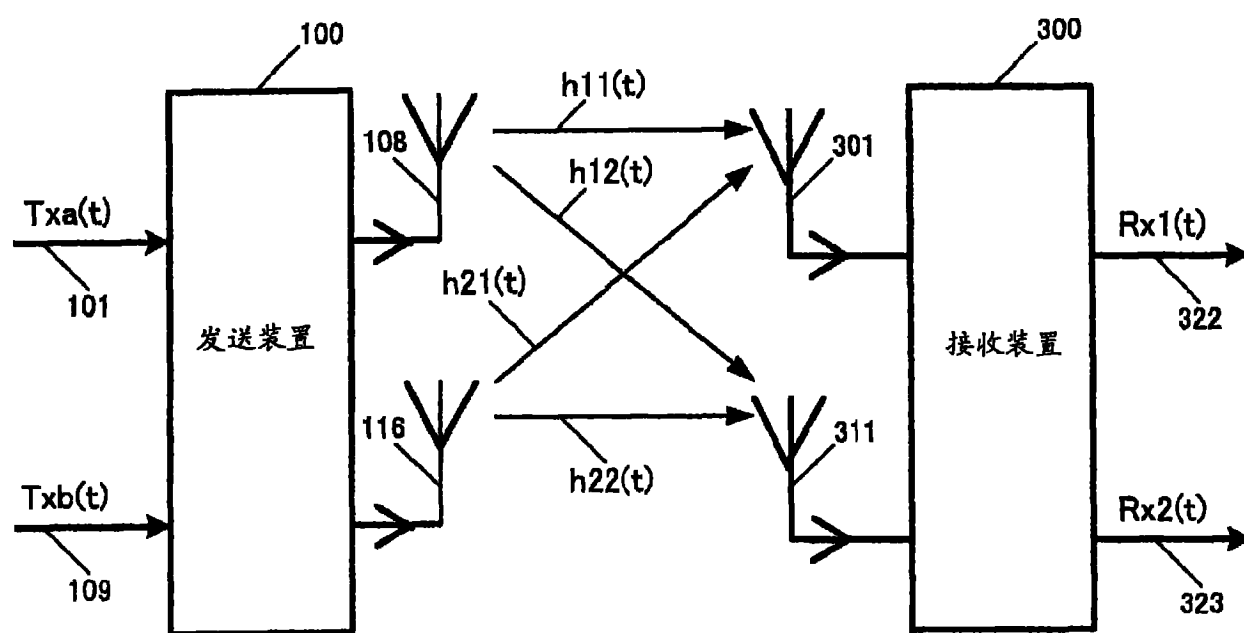


图 6

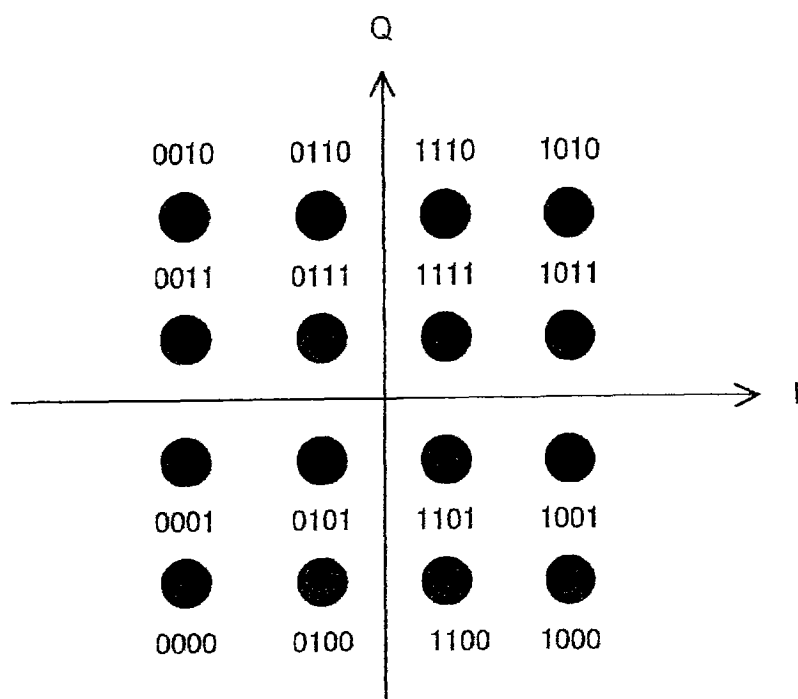


图 7A

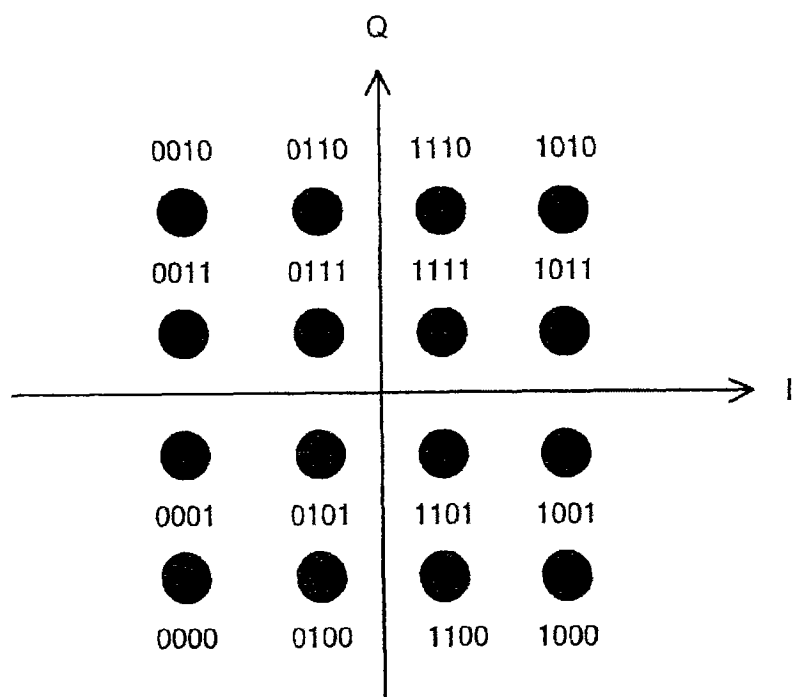


图 7B

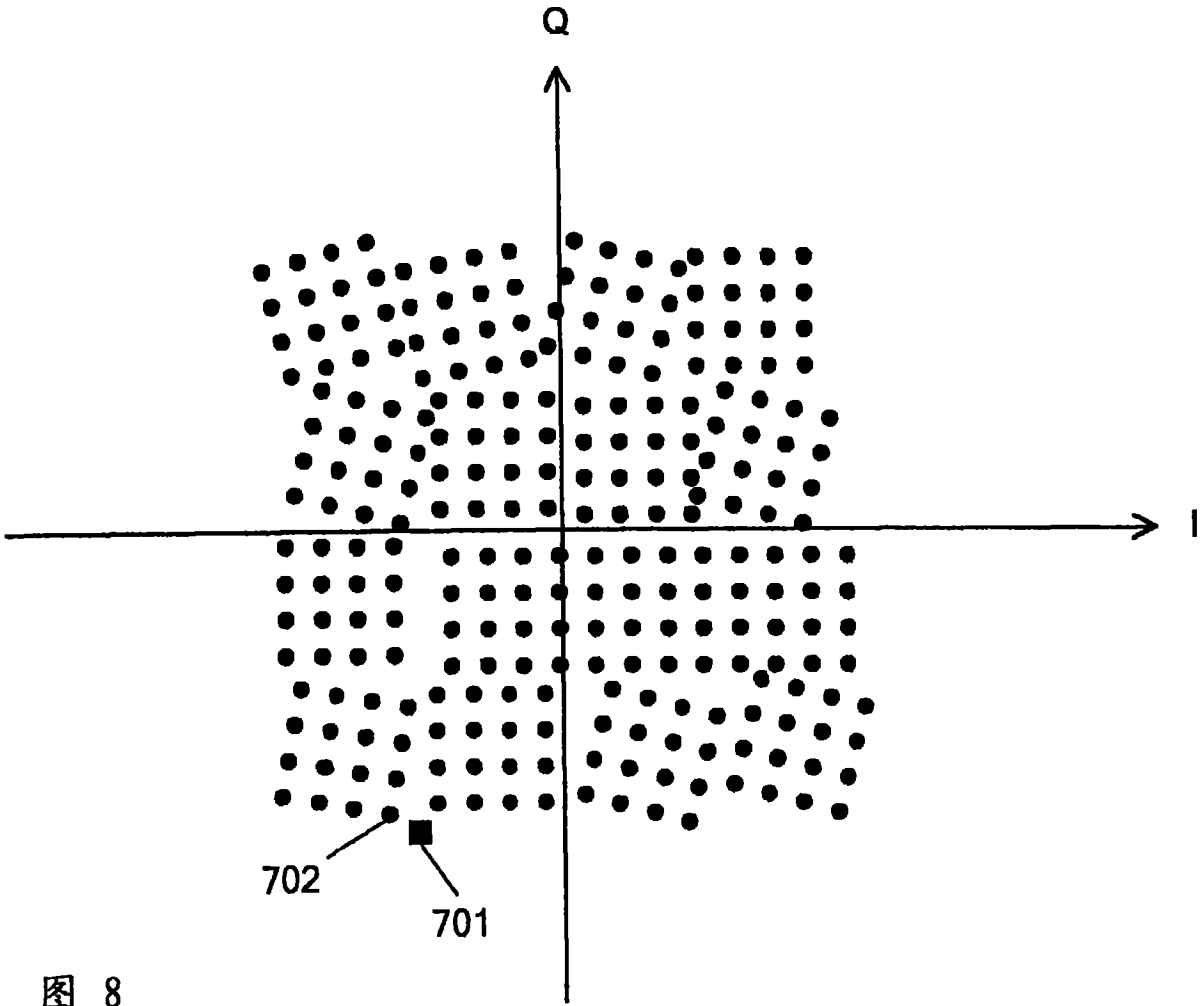


图 8

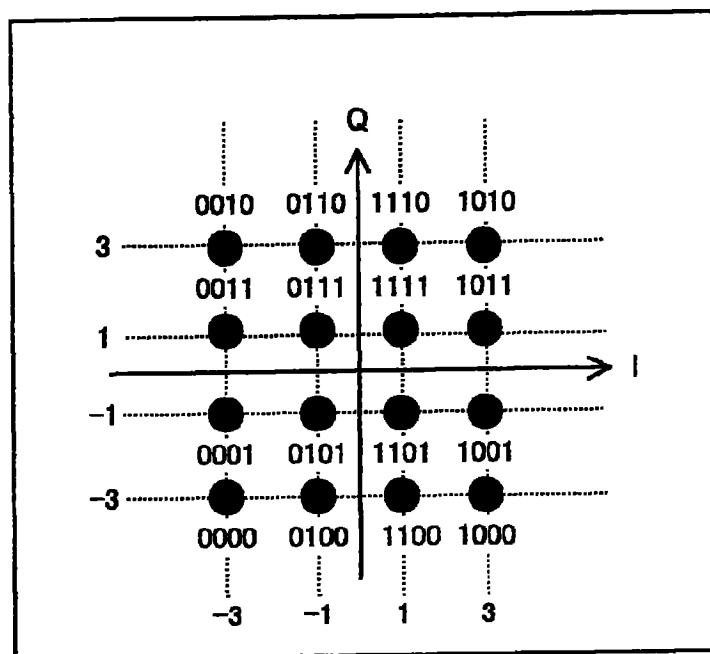


图 9A

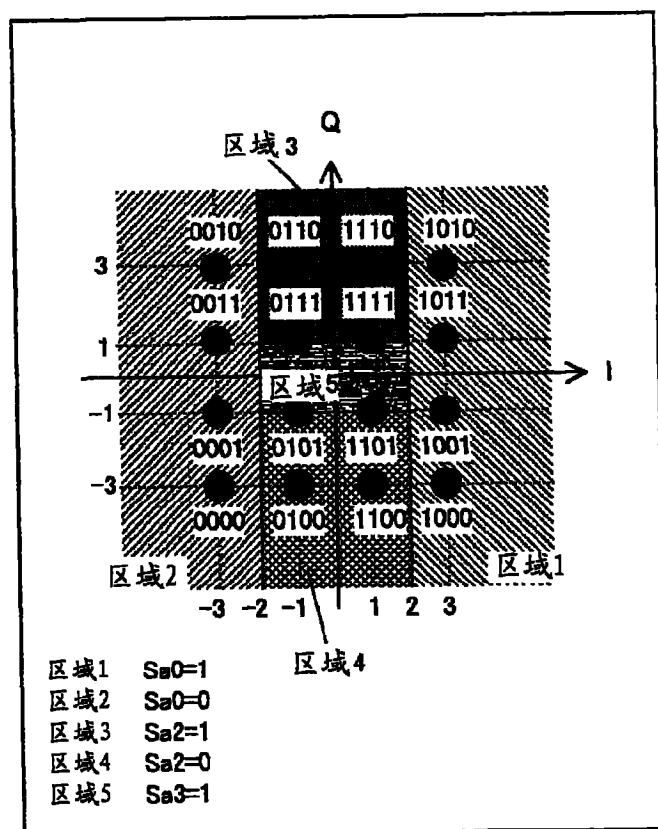


图 9B

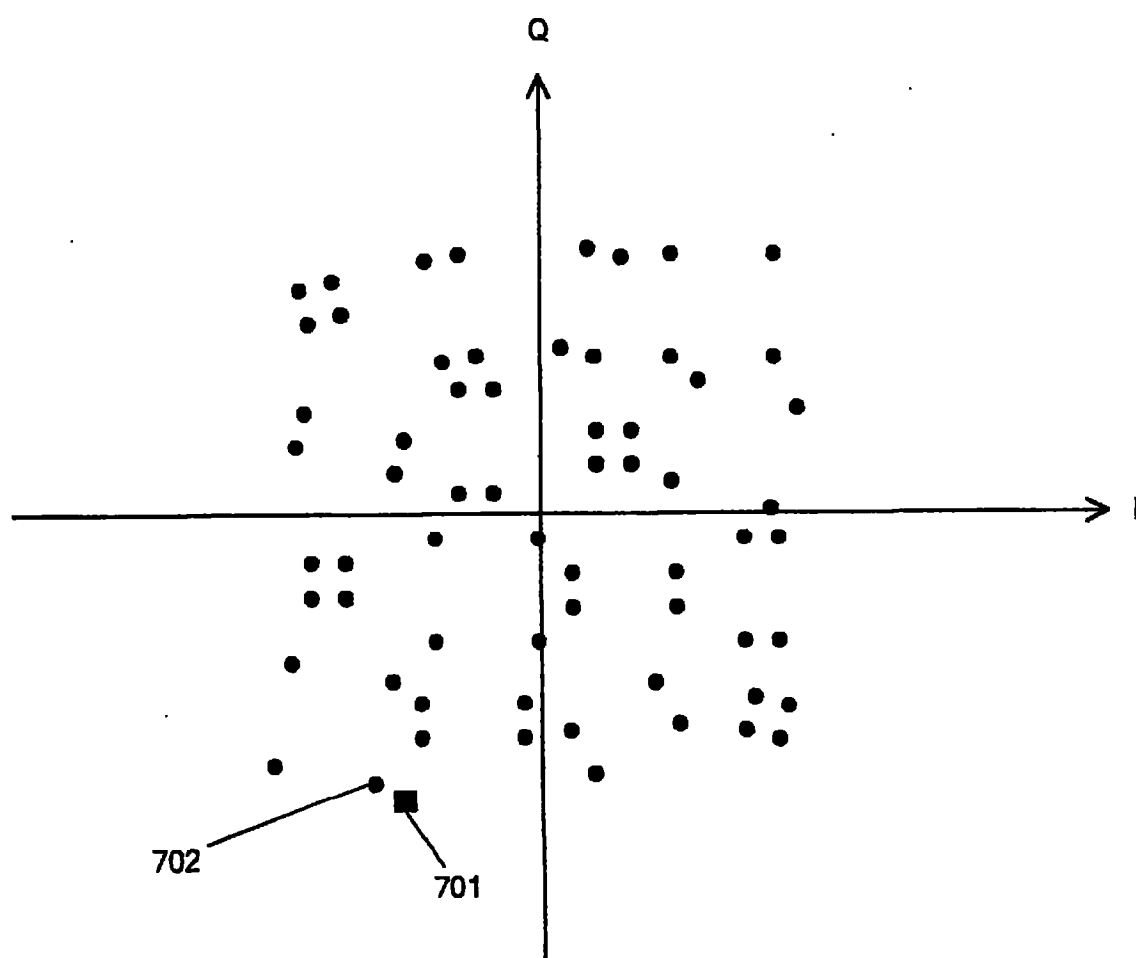


图 10

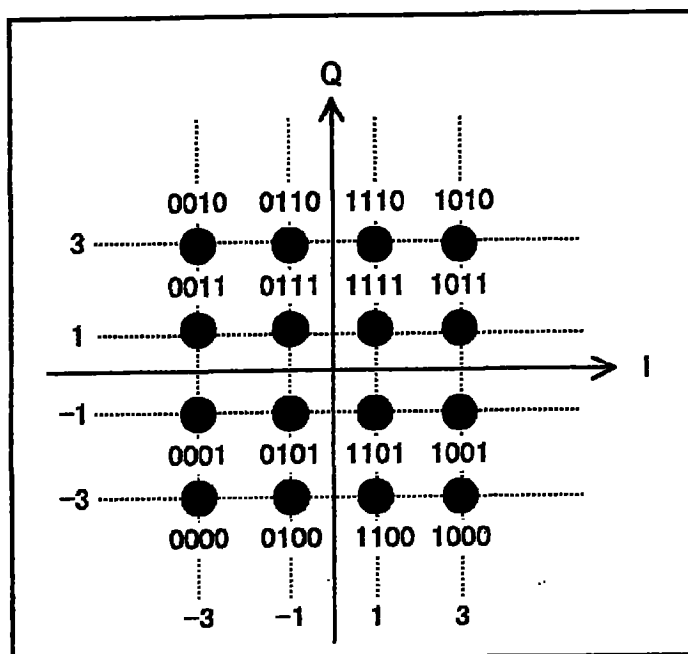


图 11A

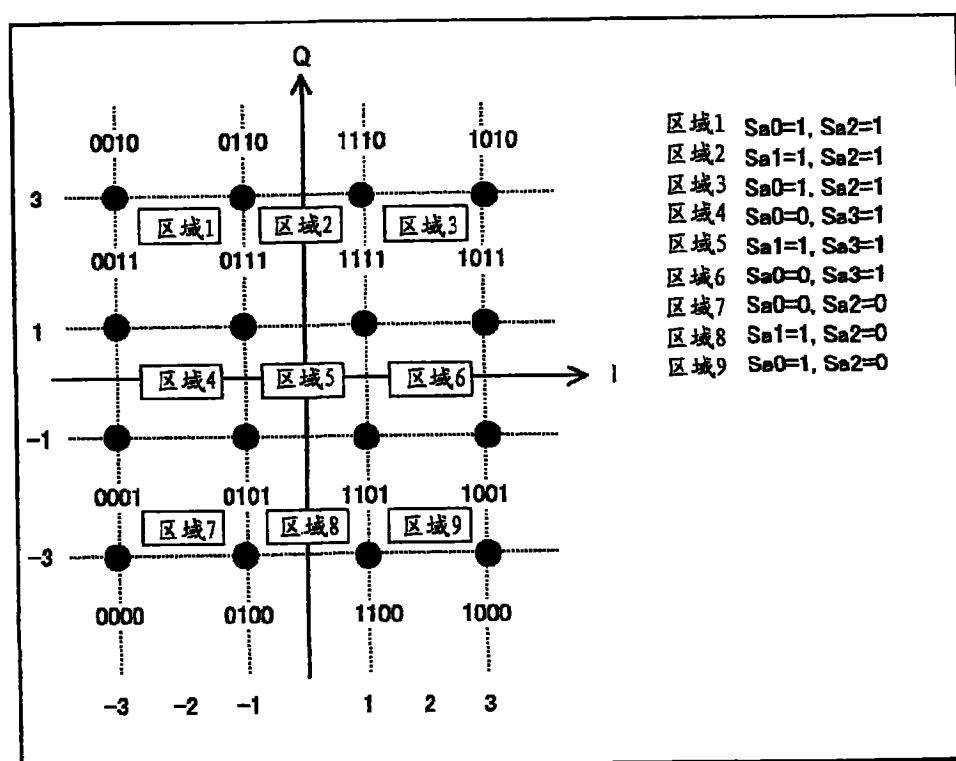
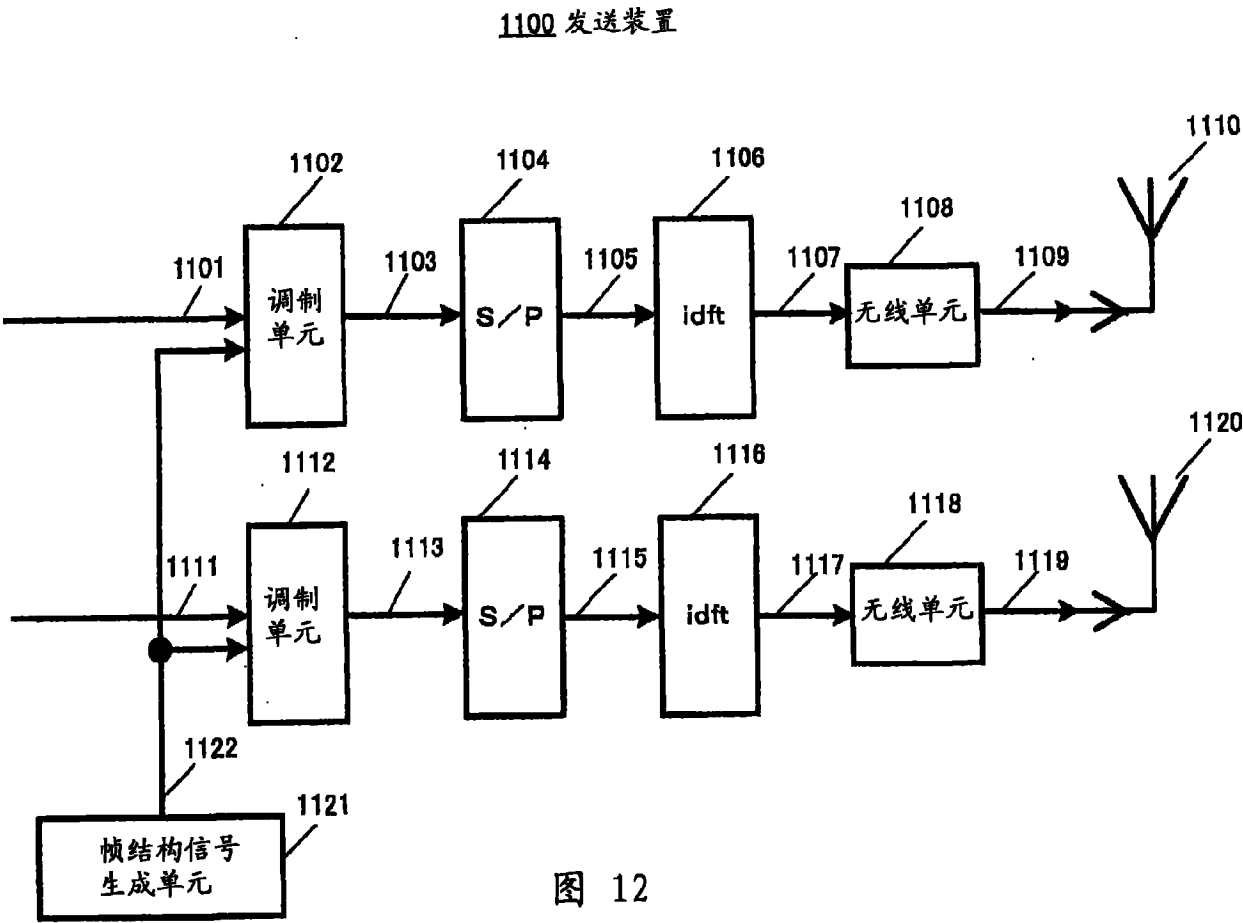


图 11B



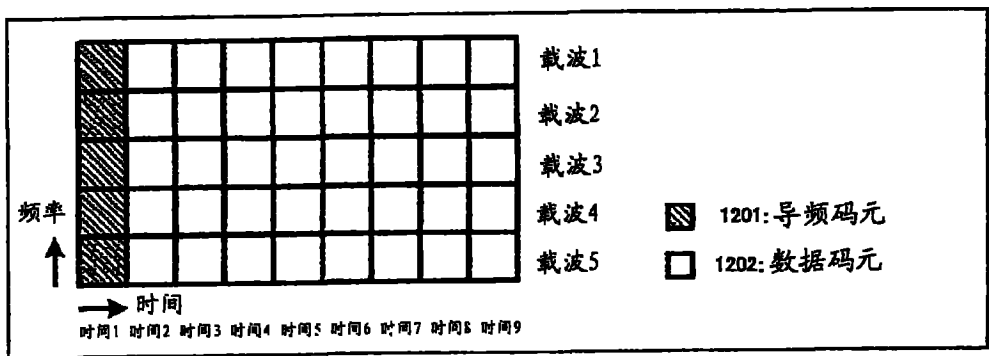


图 13A

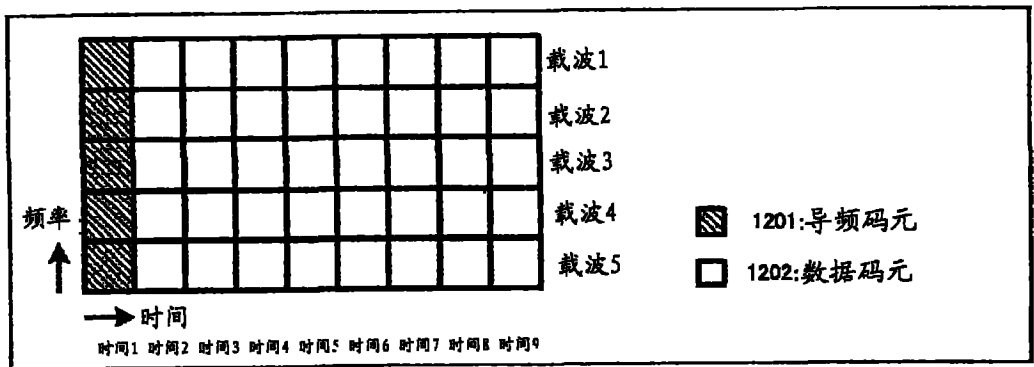


图 13B

1300 接收装置

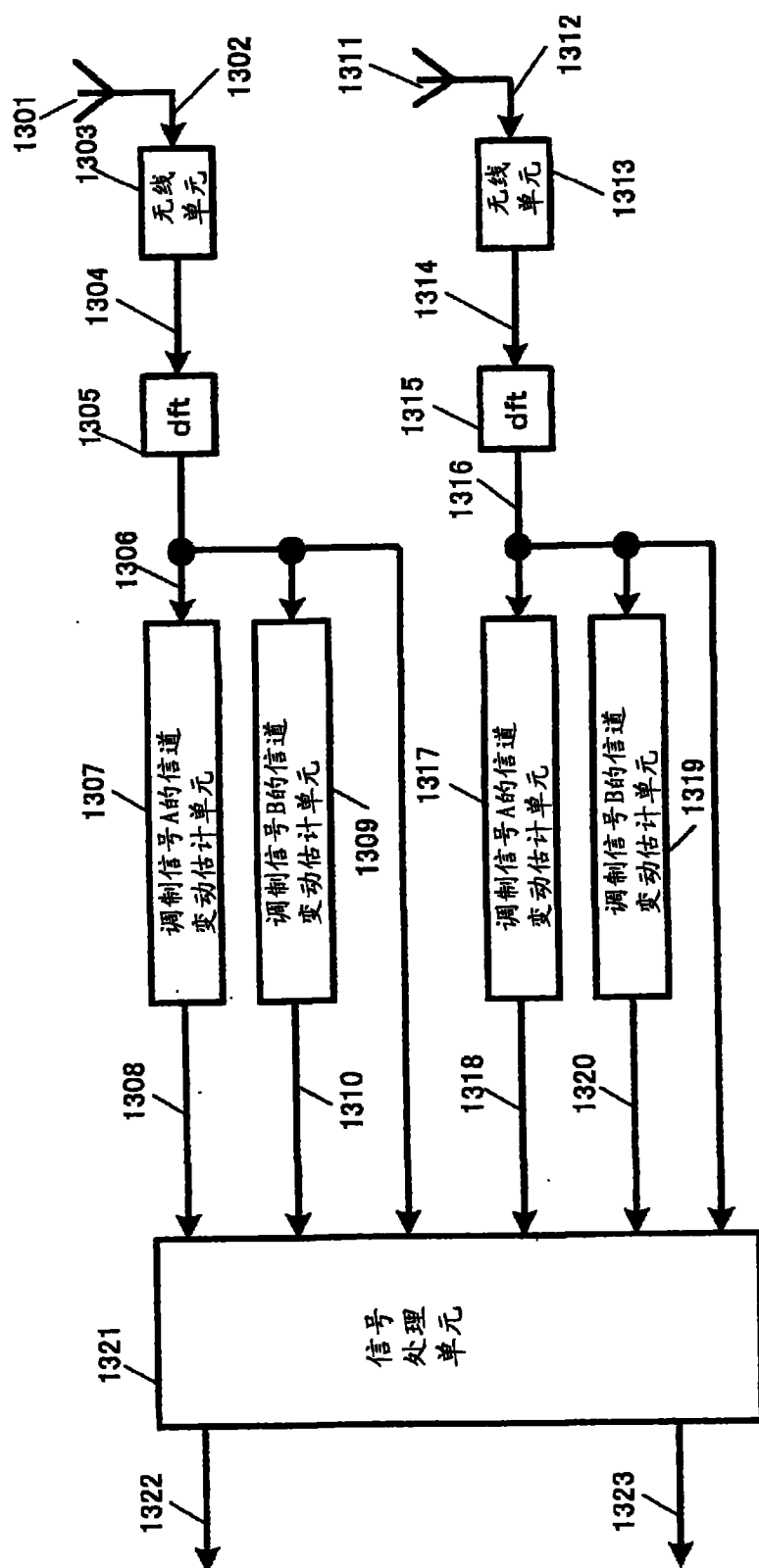


图 14

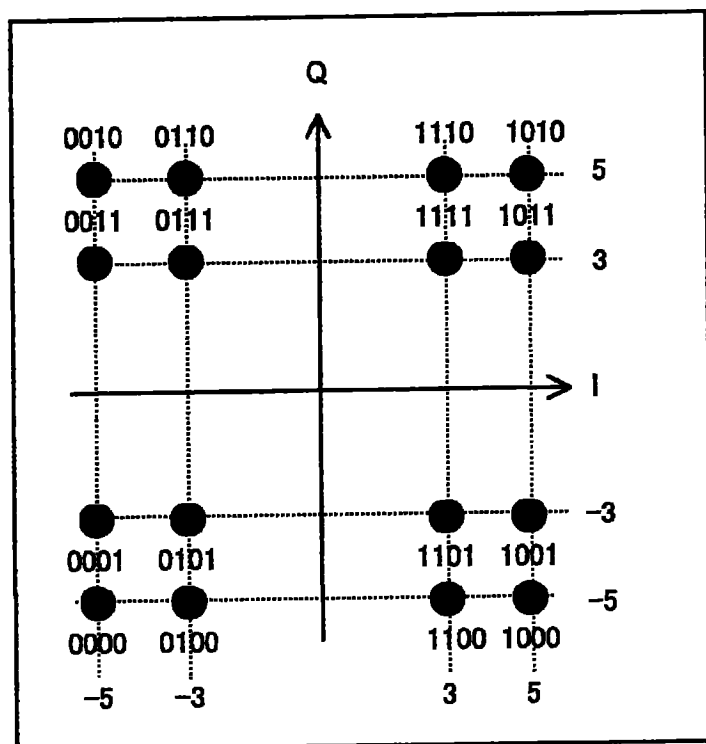


图 15A

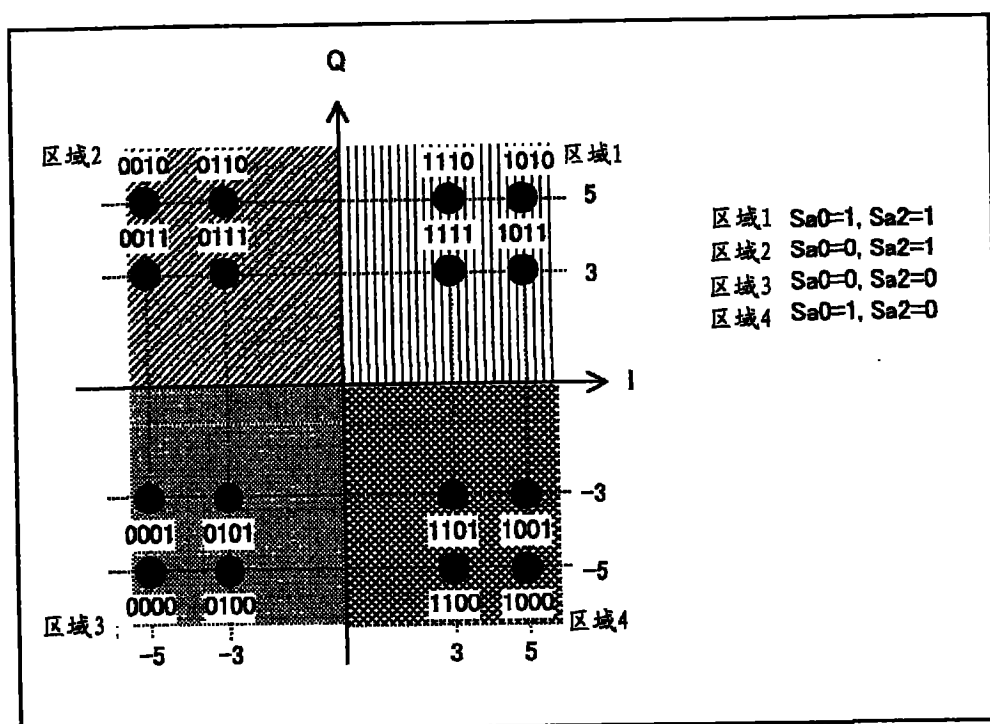


图 15B

321 信号处理单元

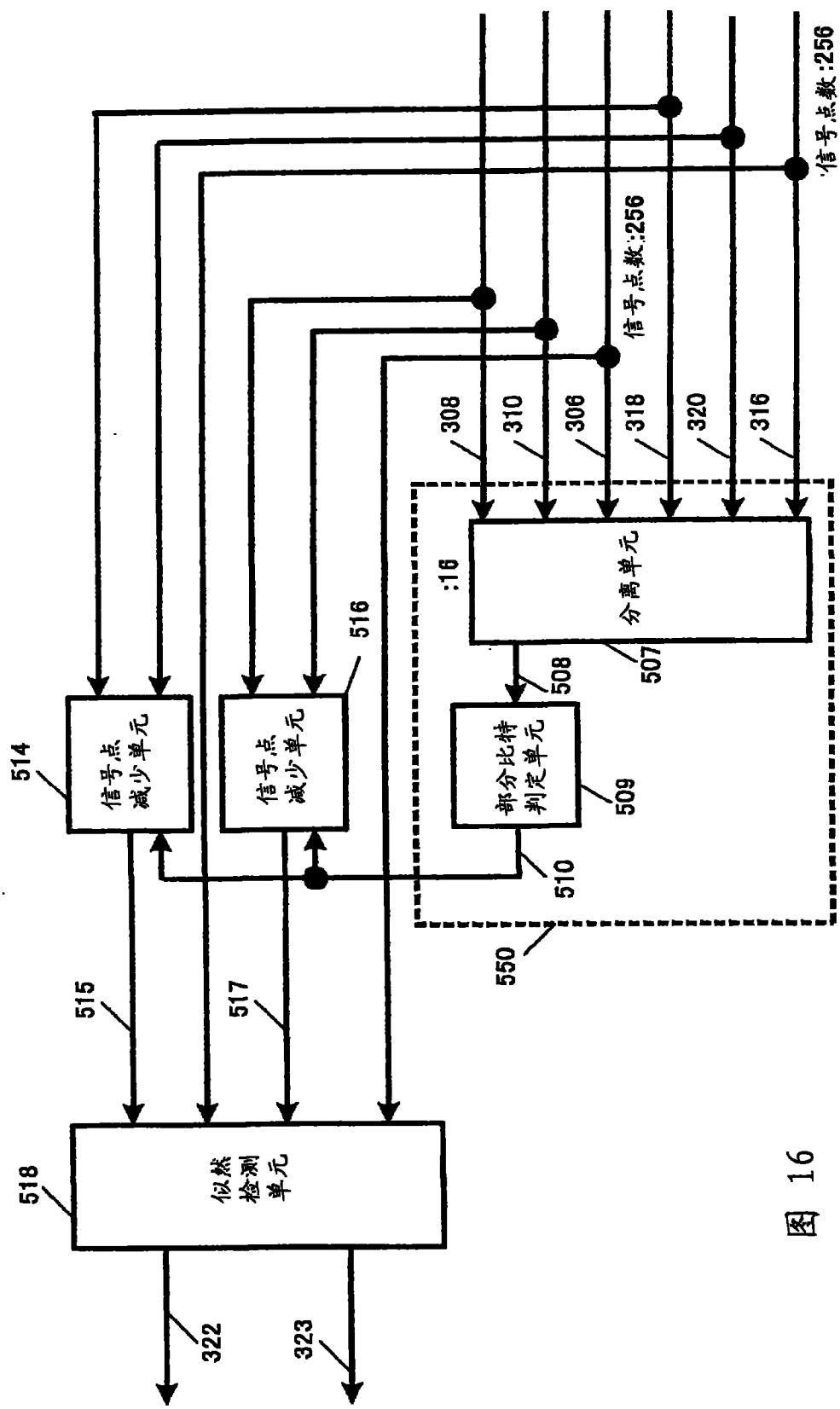


图 16

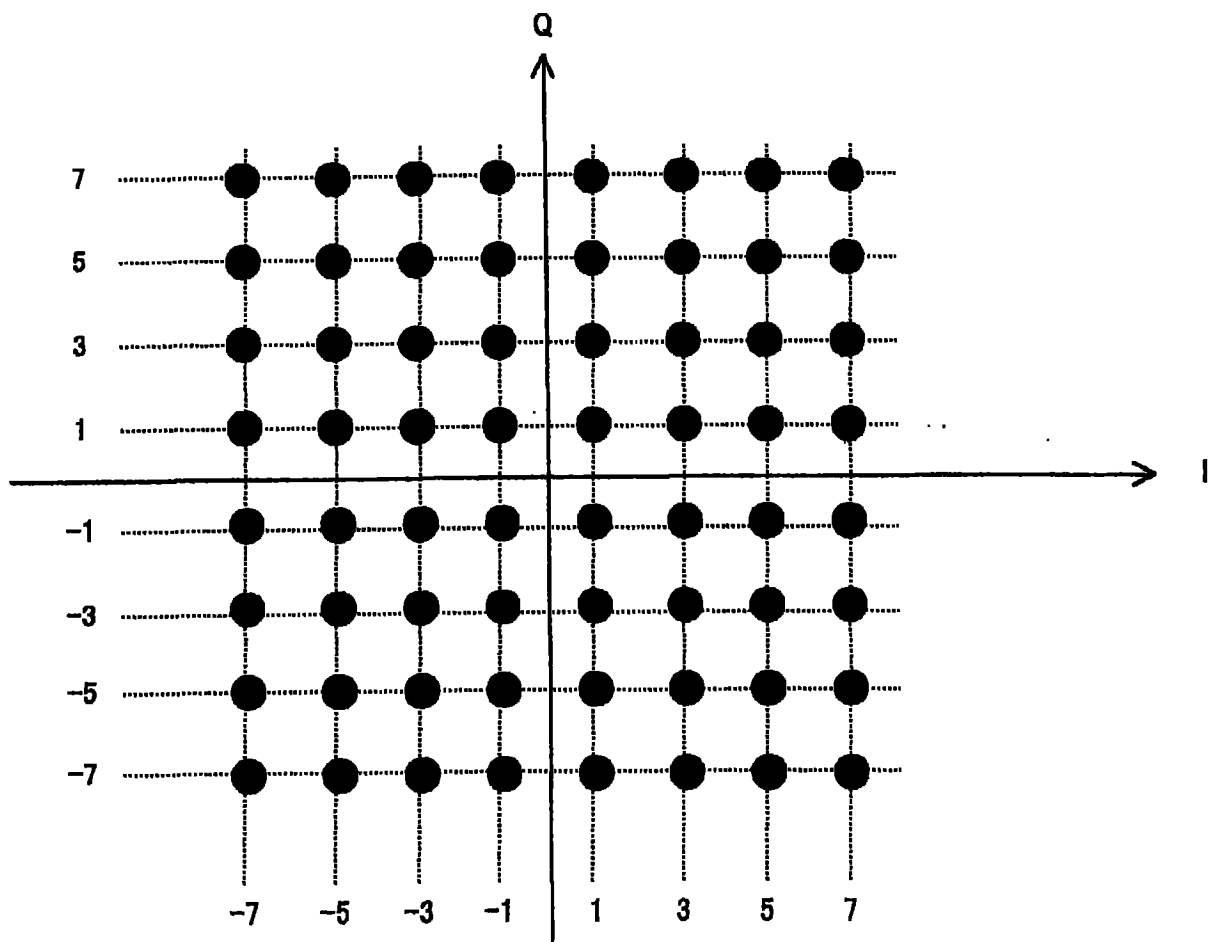


图 17

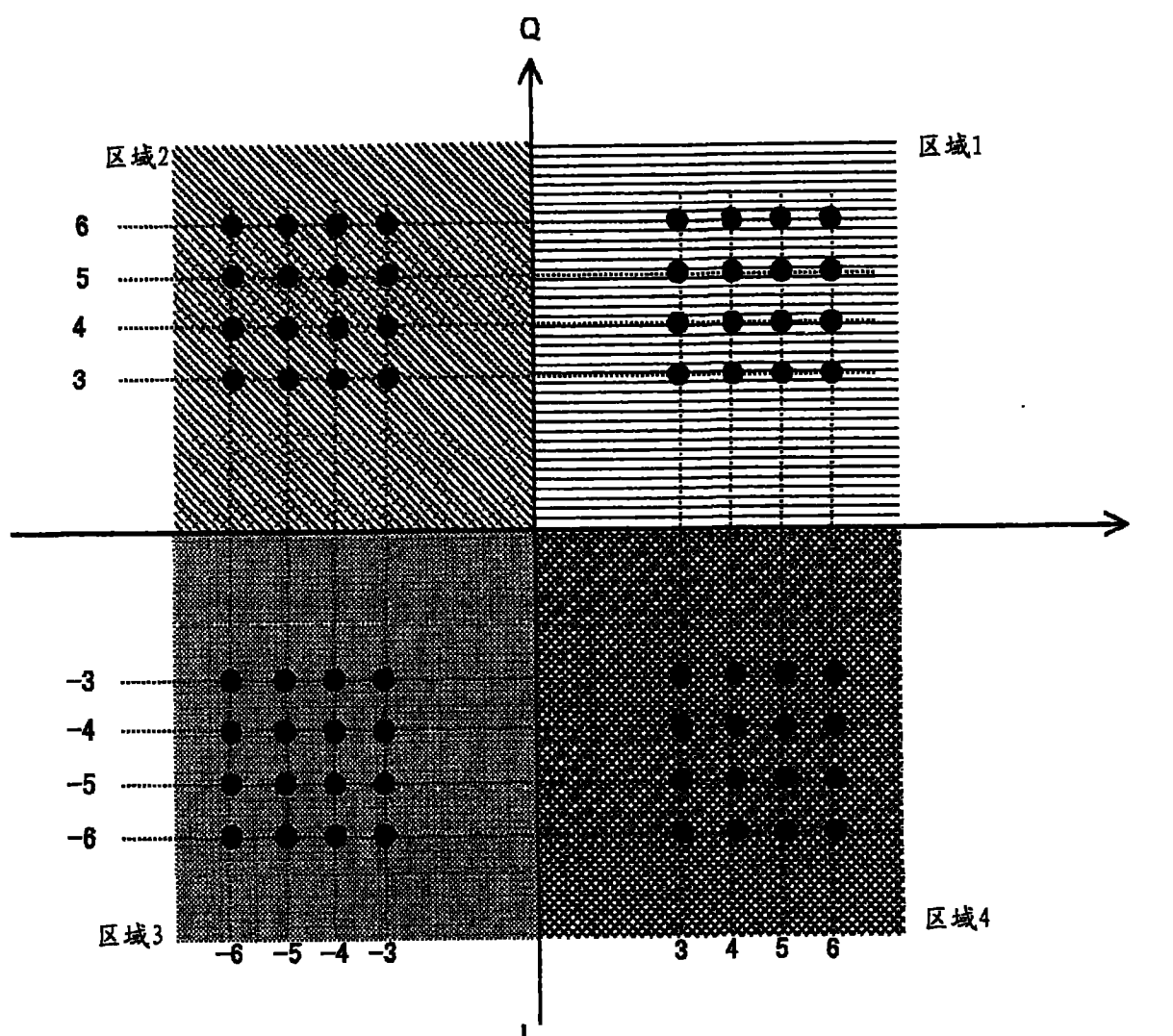
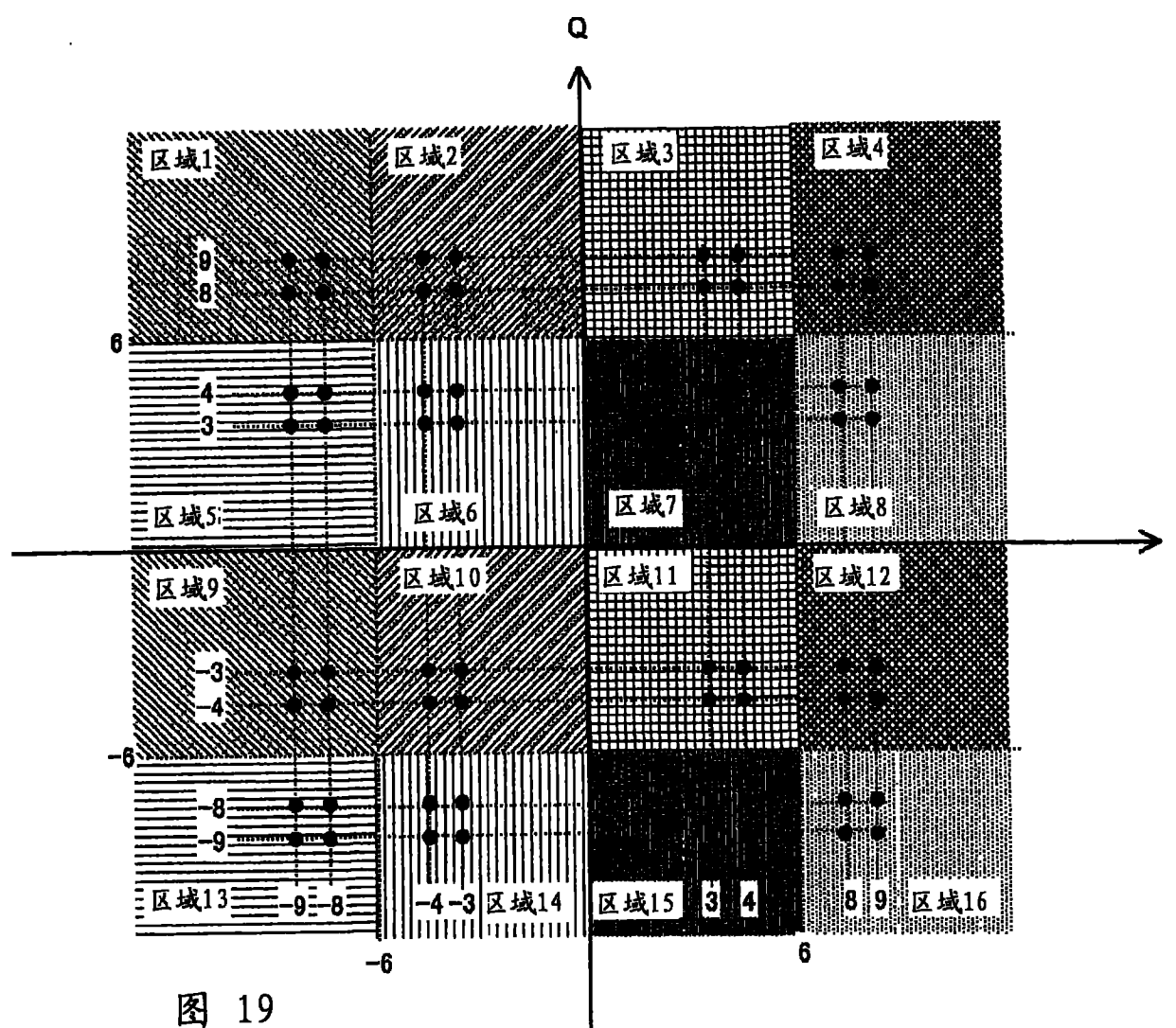


图 18



1900 发送装置

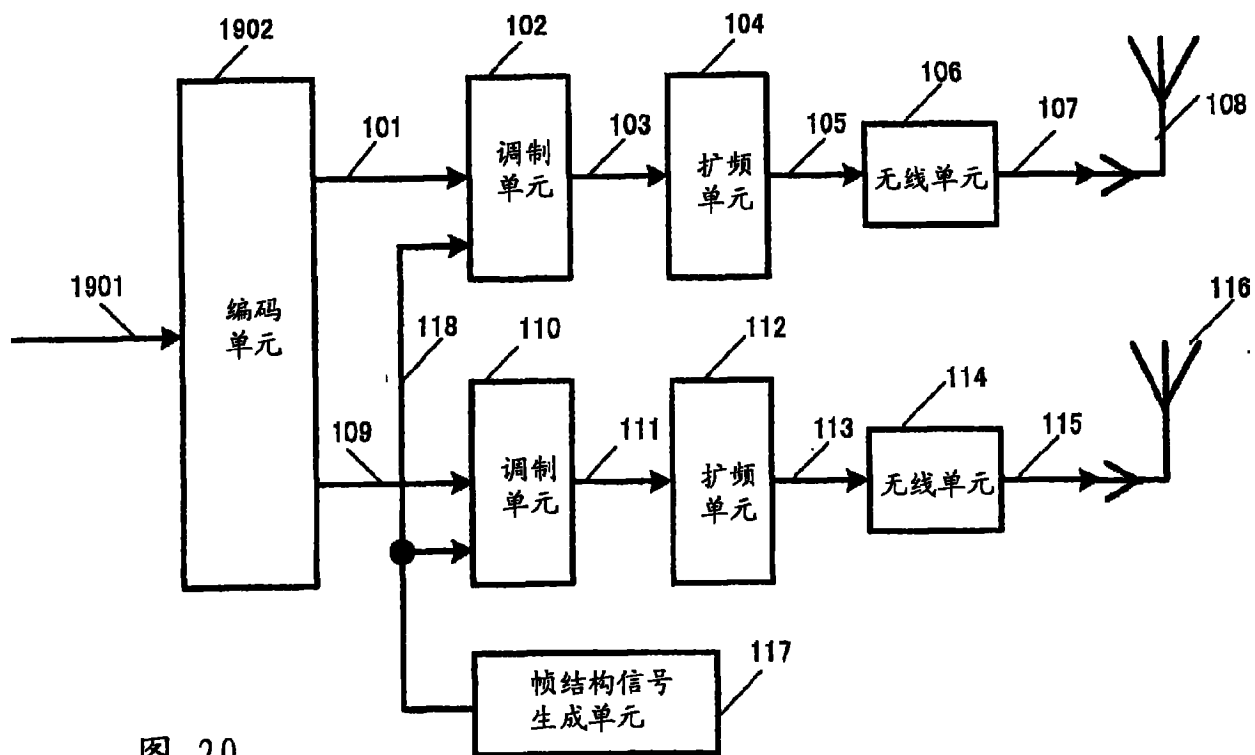


图 20

2000 信号处理单元

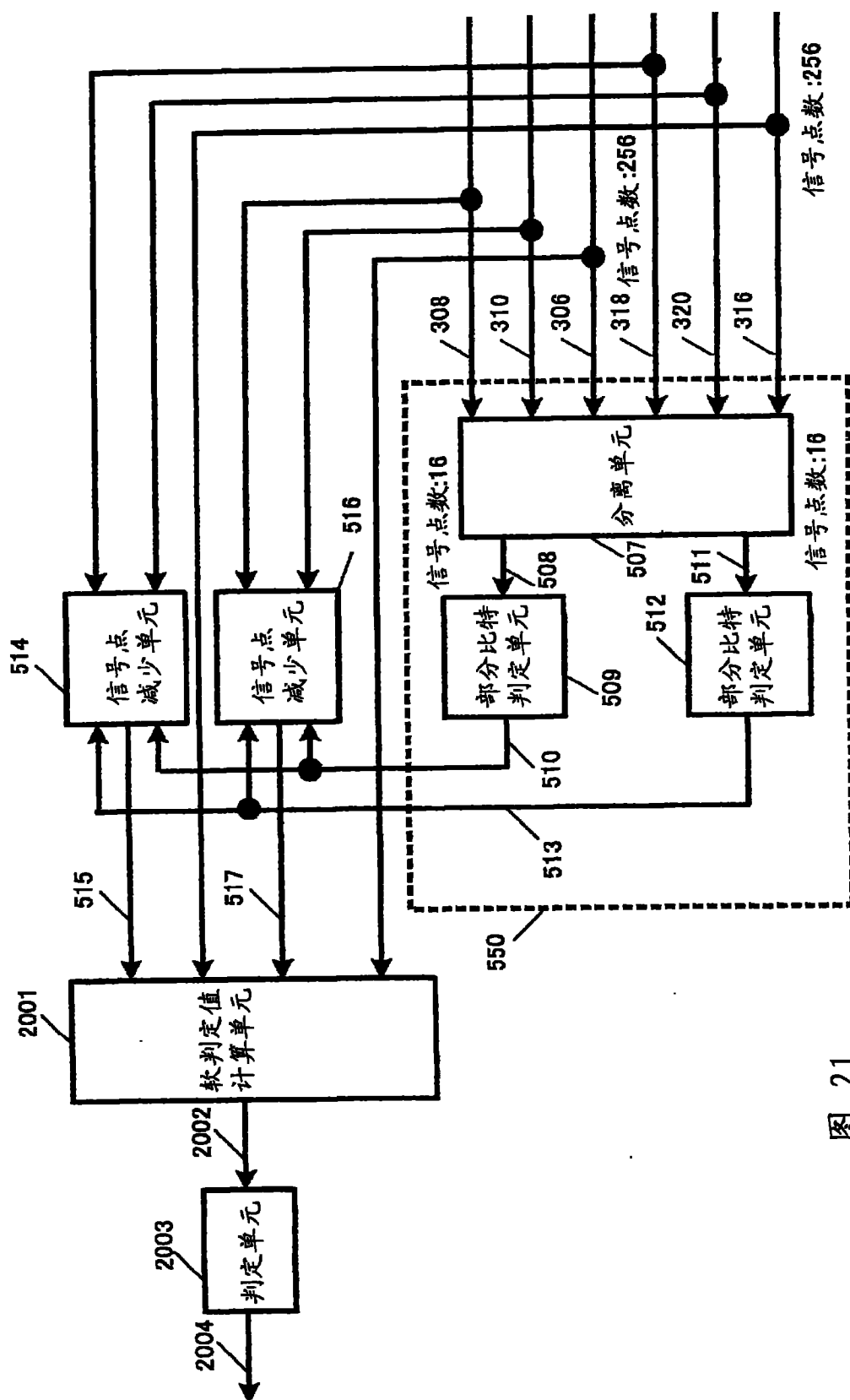
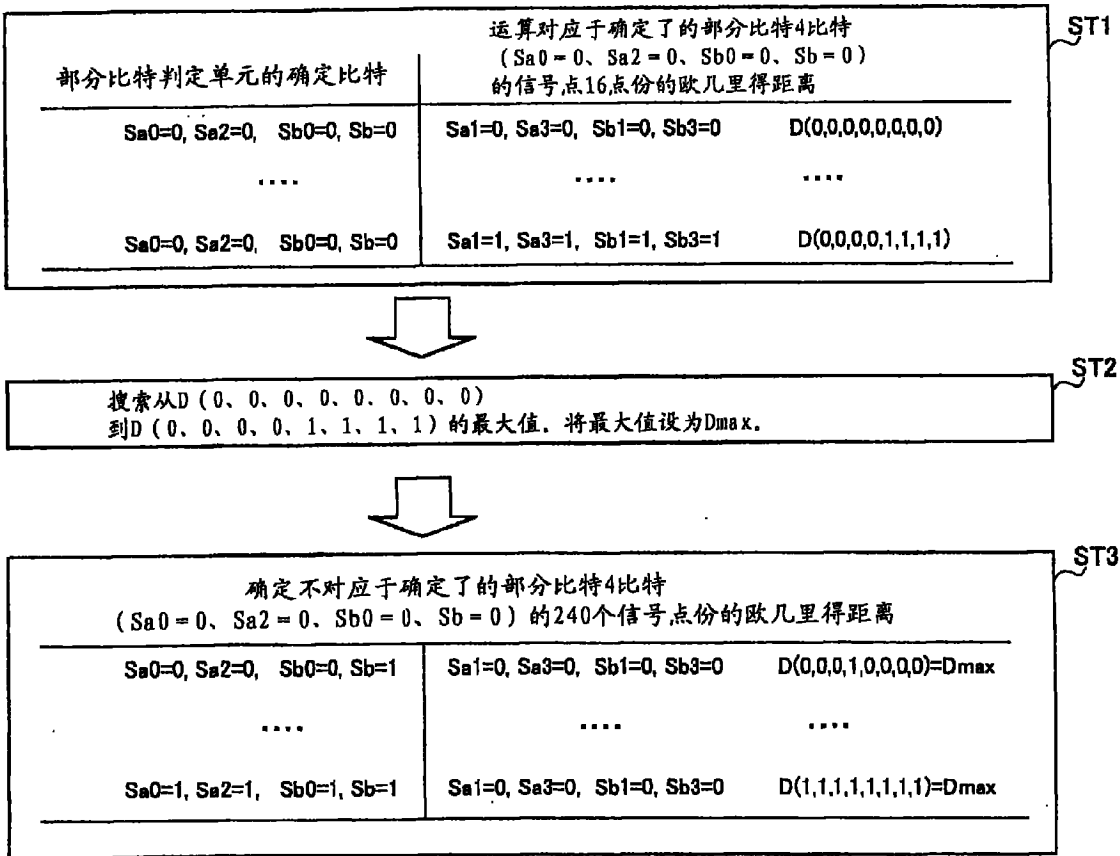


图 21



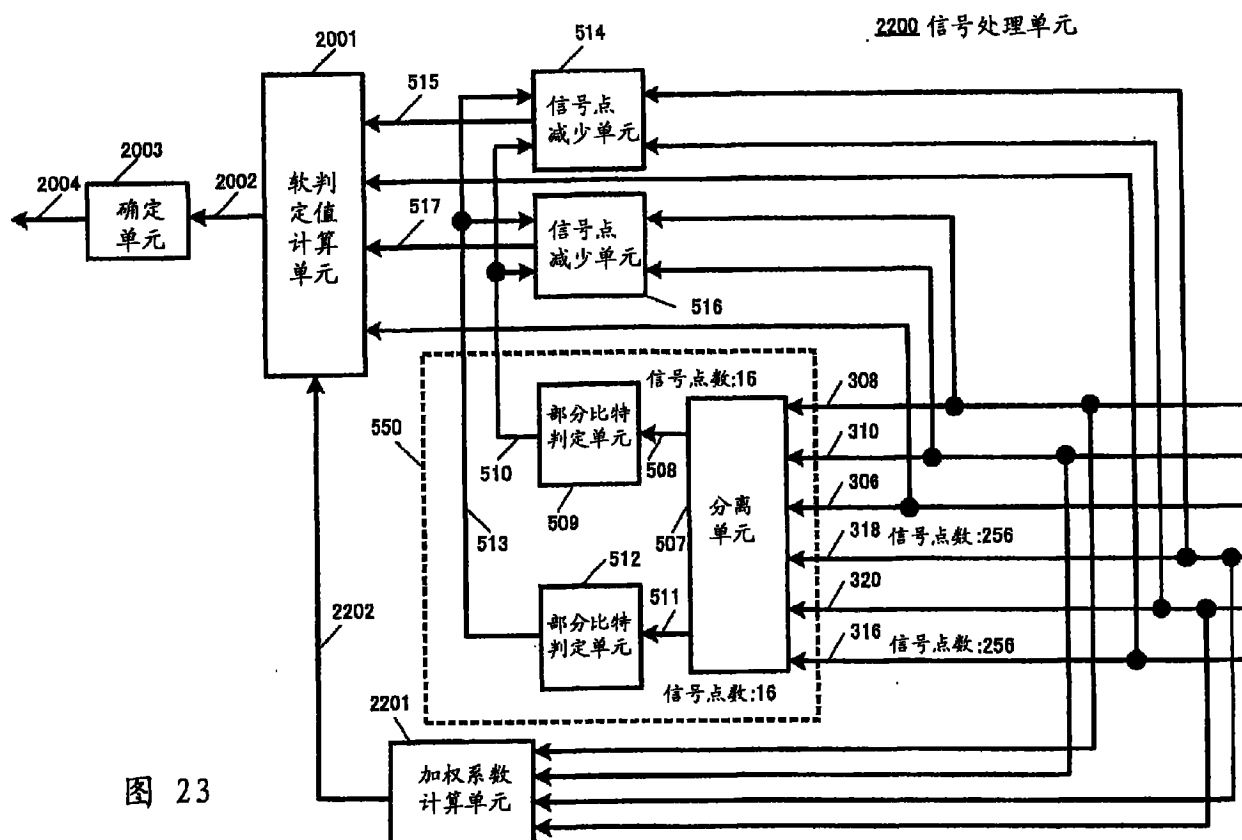


图 23

2300 编码单元

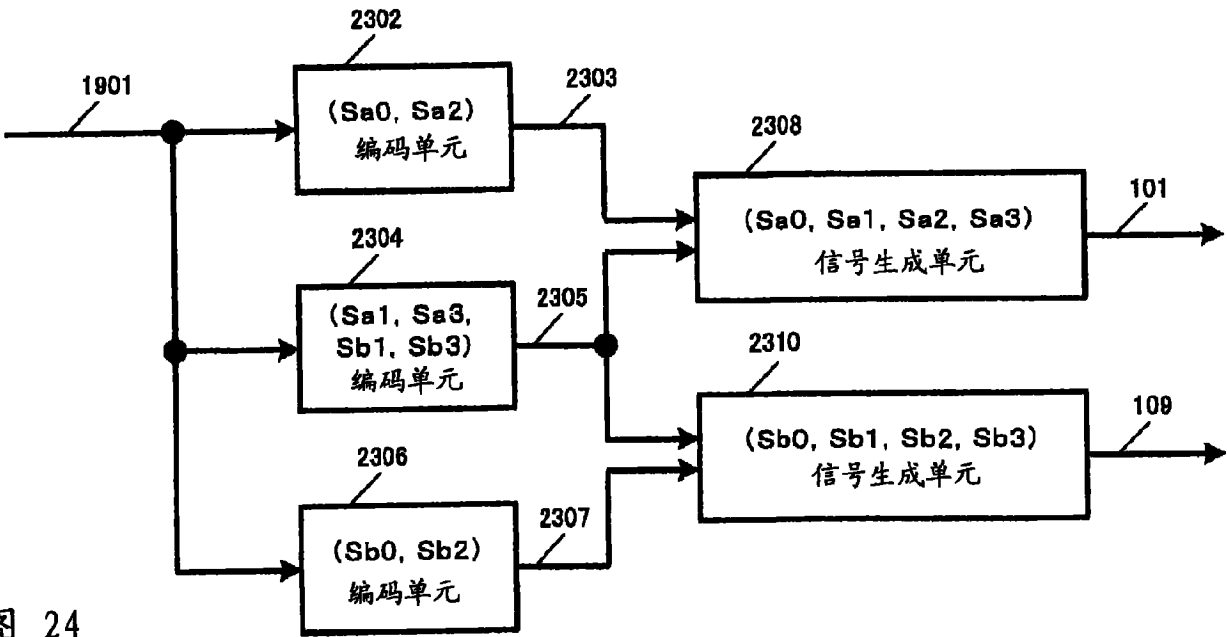


图 24

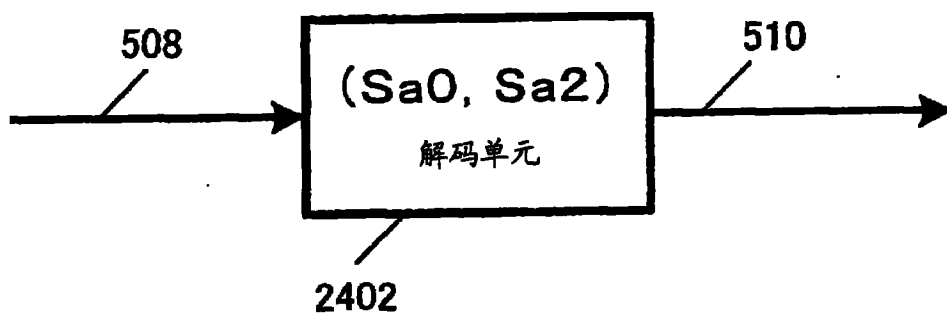


图 25A

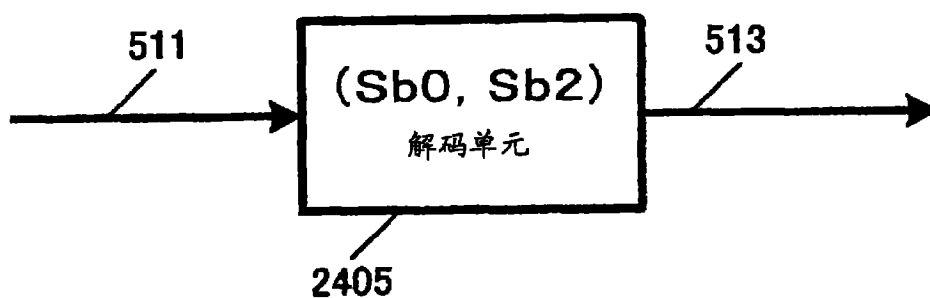


图 25B

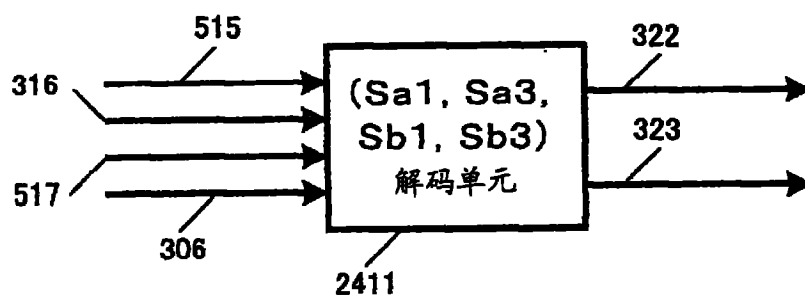
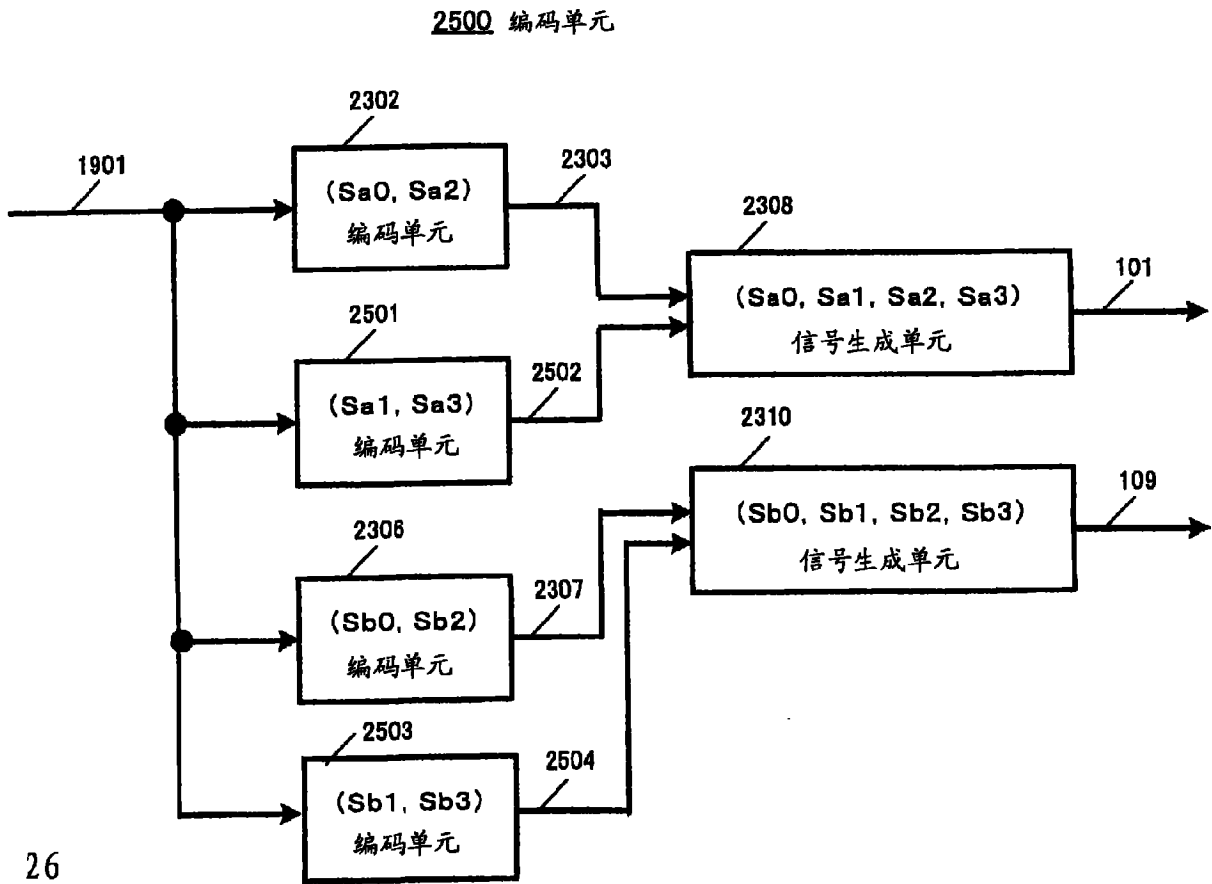
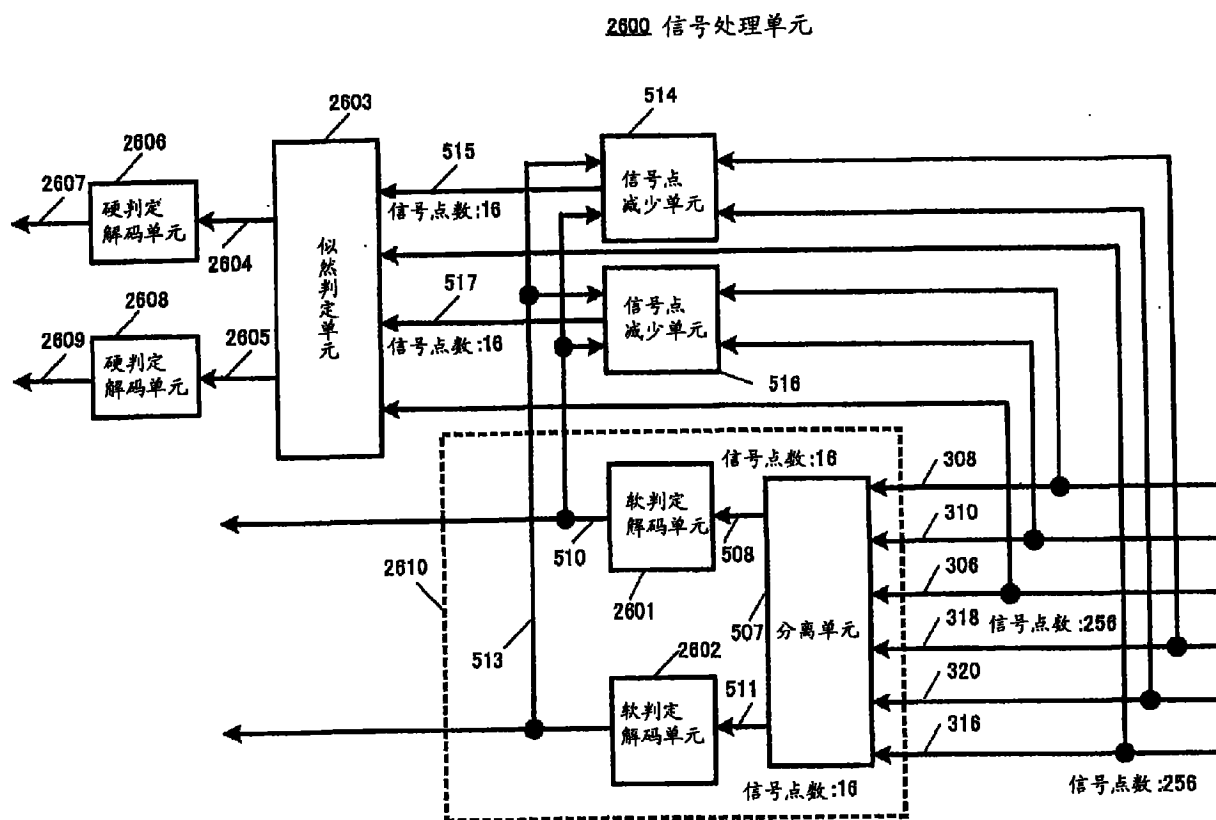


图 25C





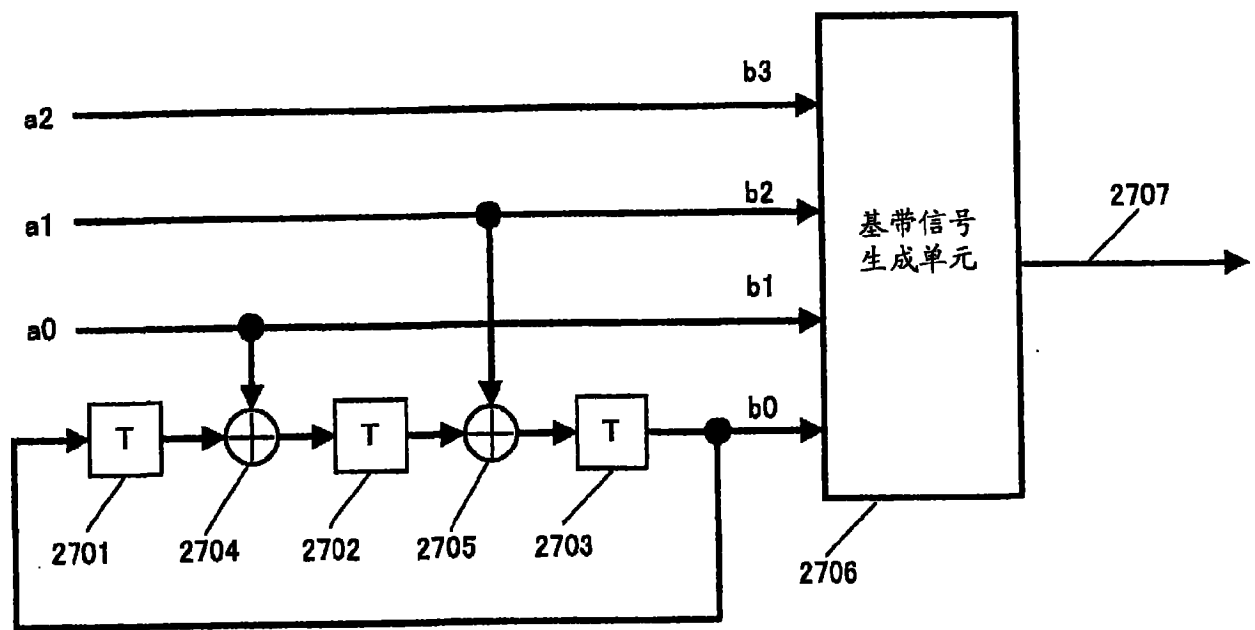


图 28

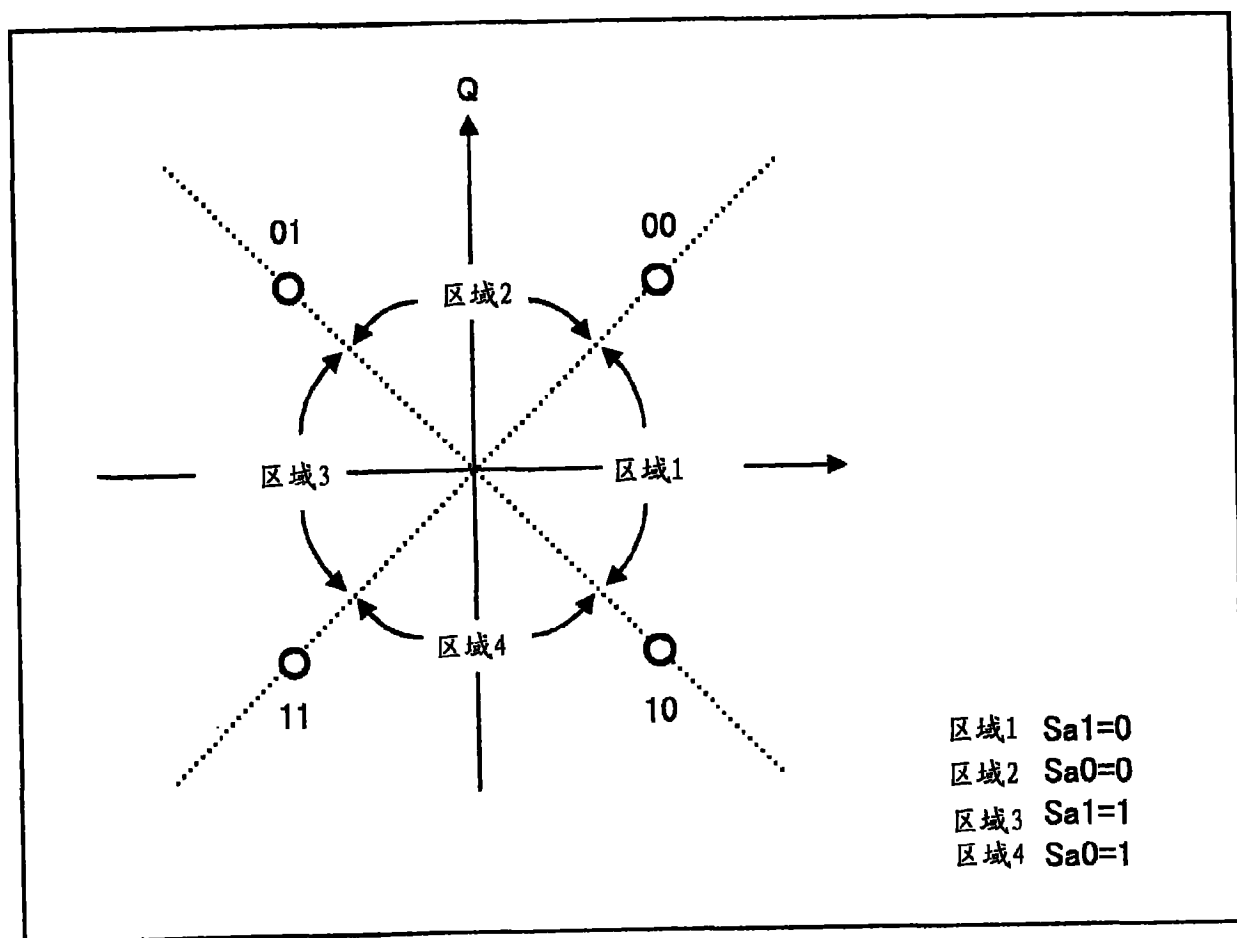


图 29

2900 发送装置

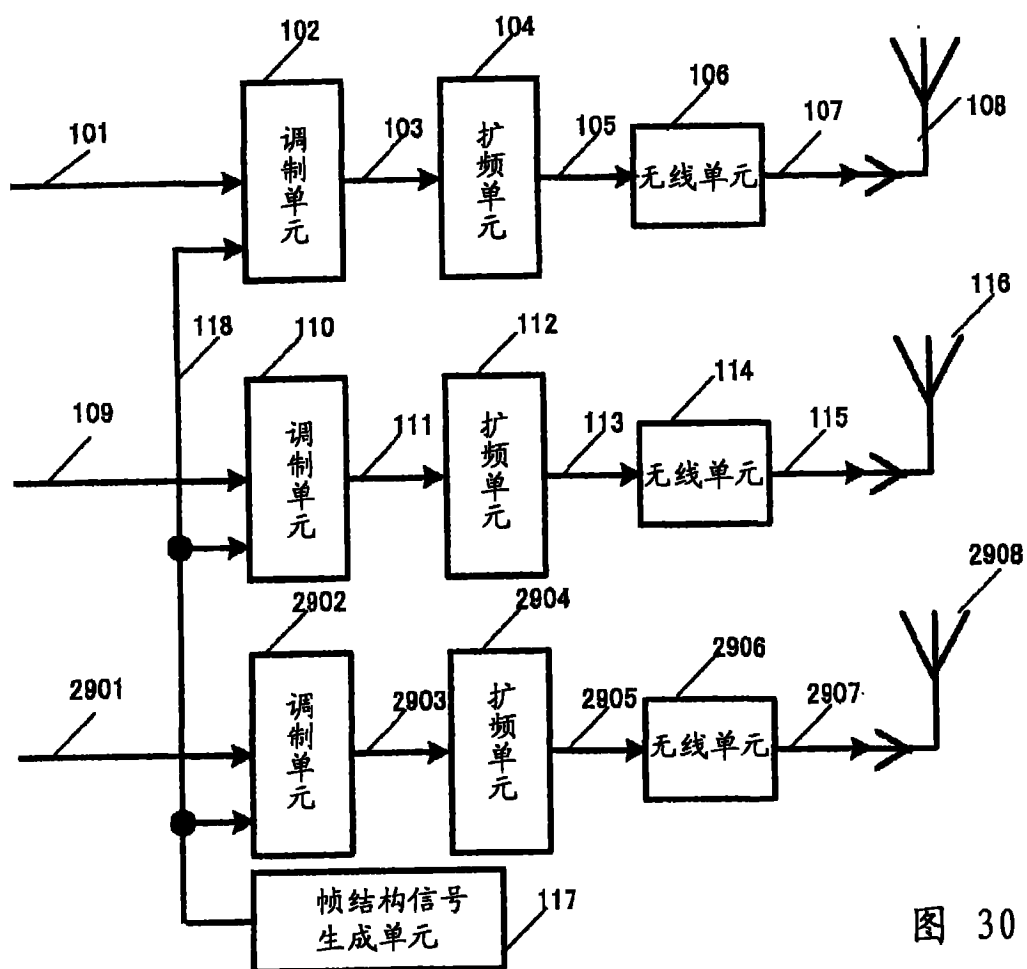


图 30

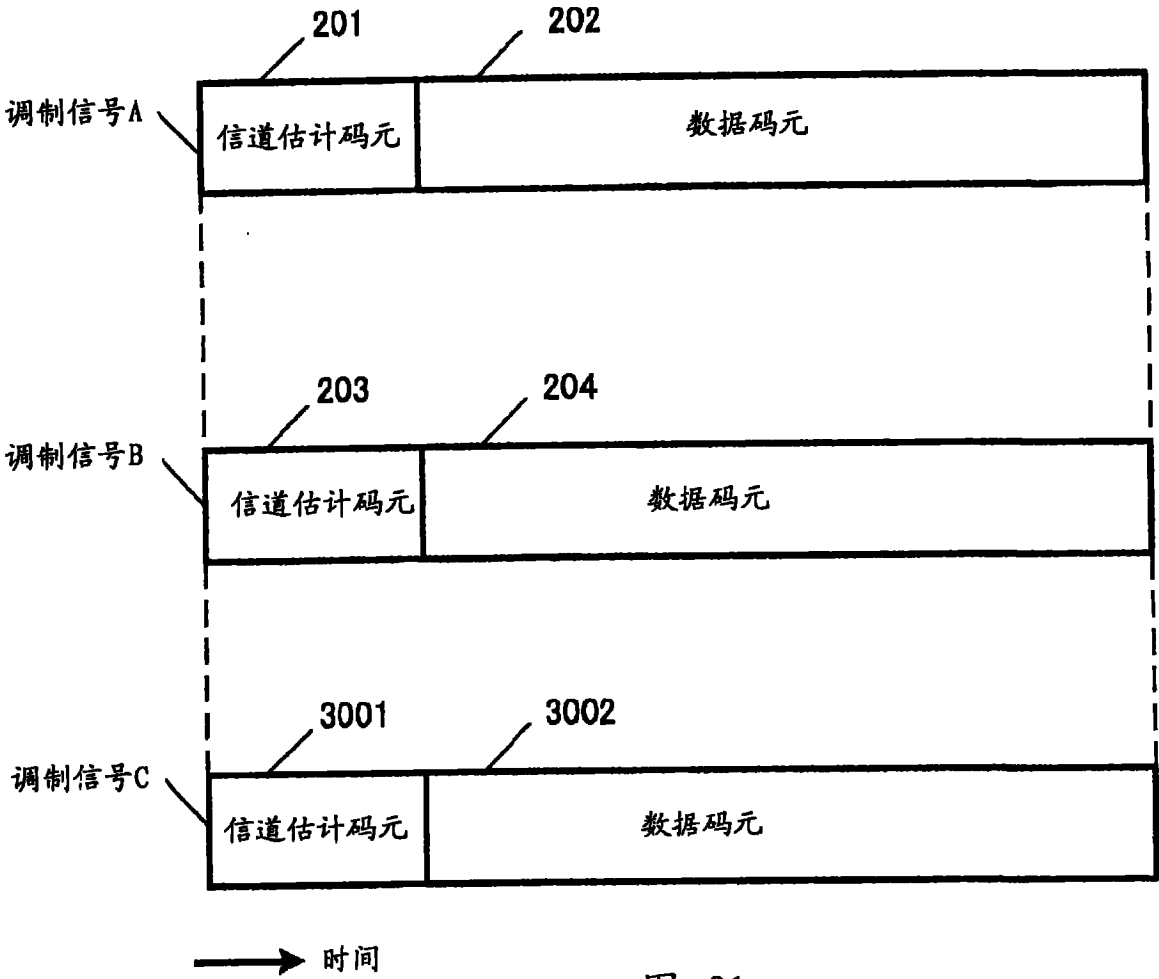
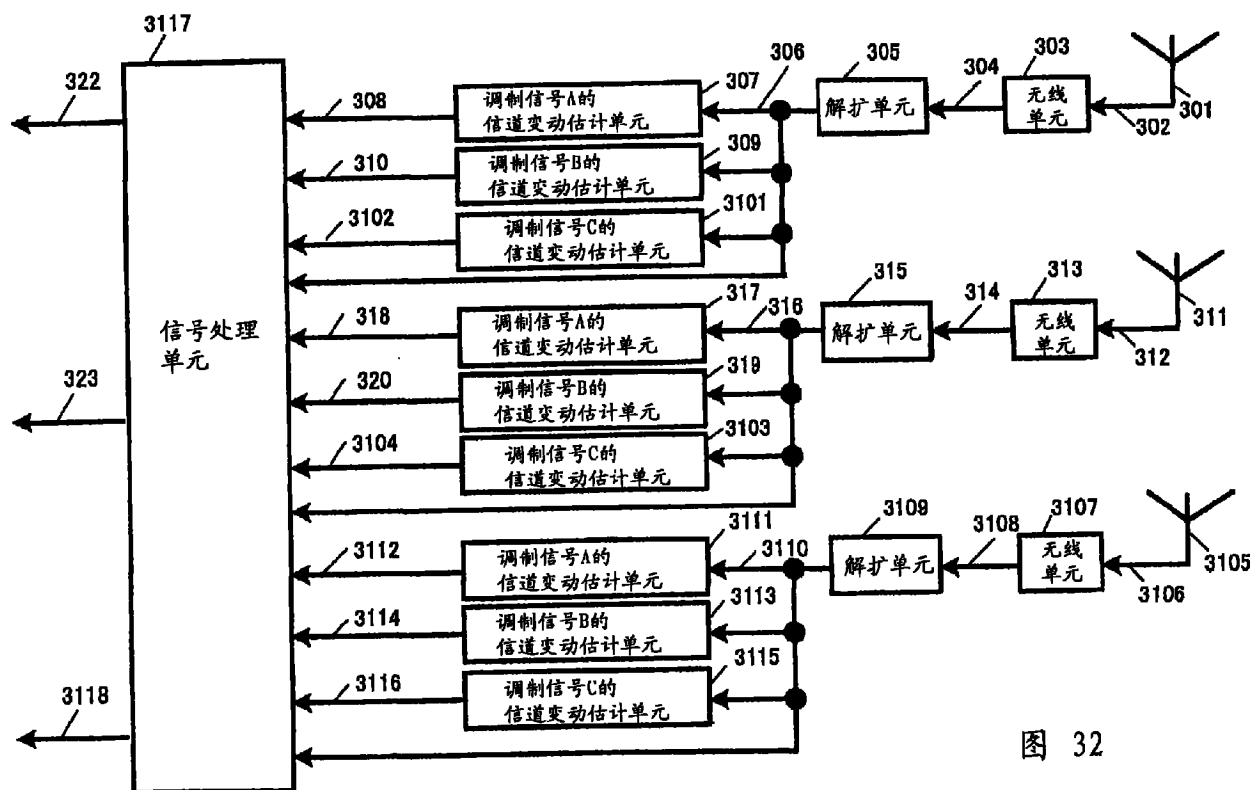


图 31

3100 接收装置



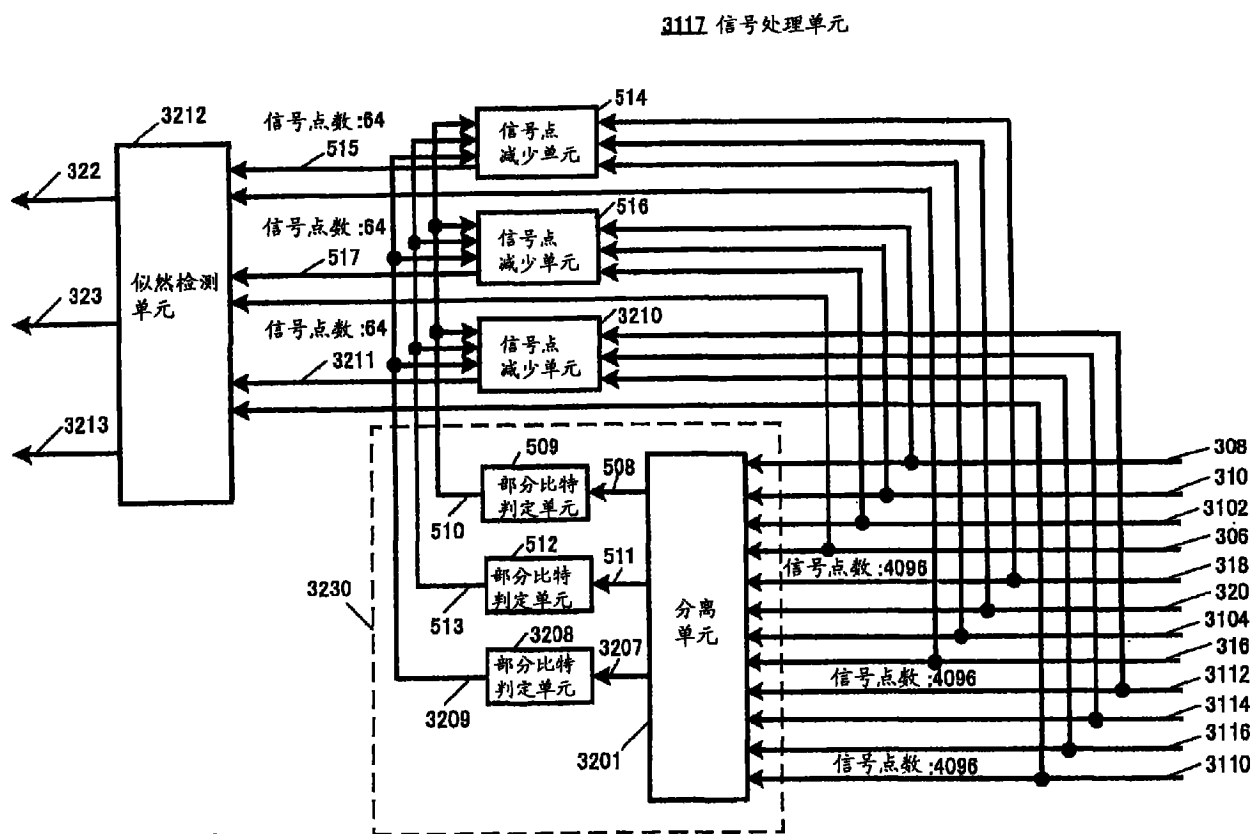


图 33

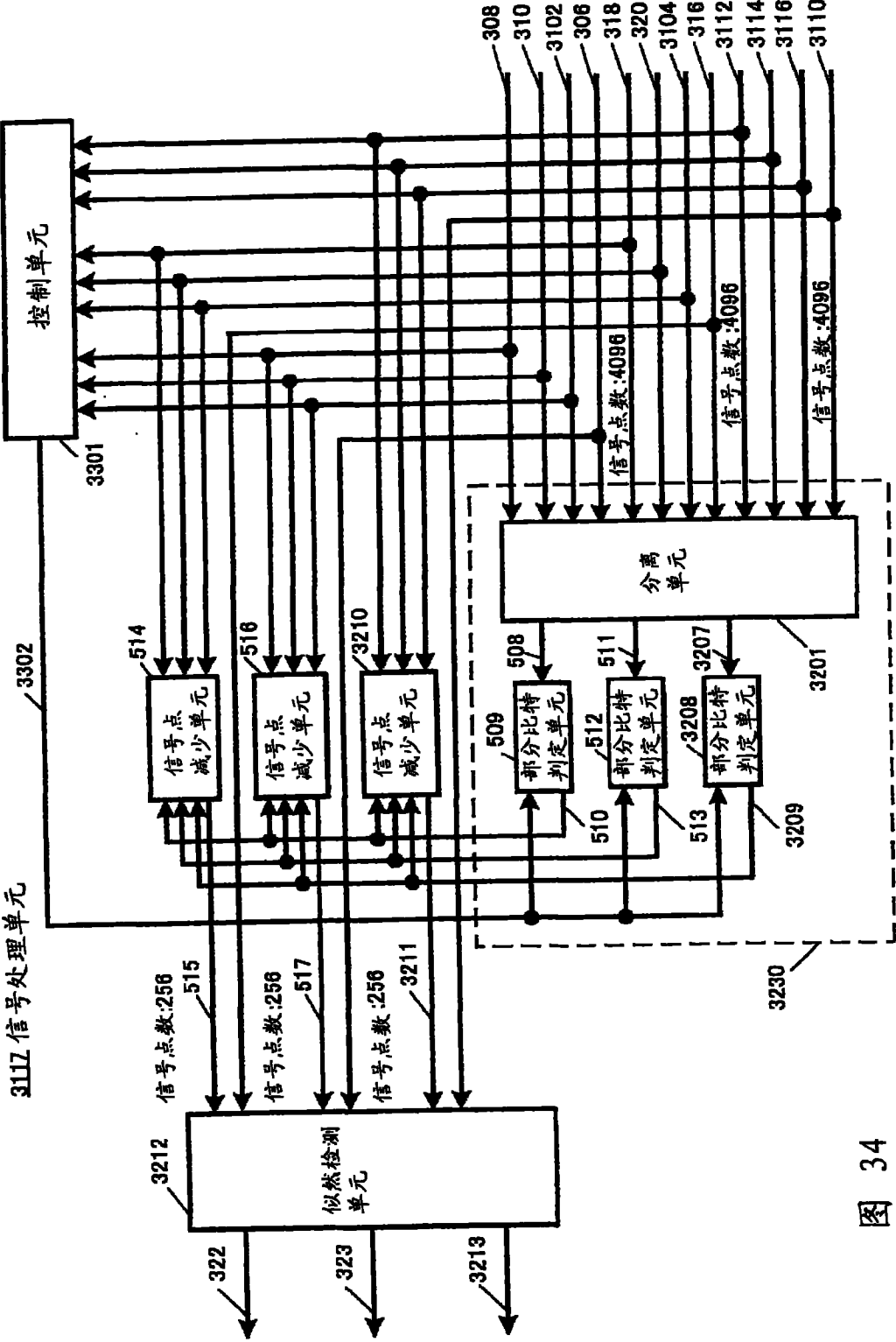


图 34

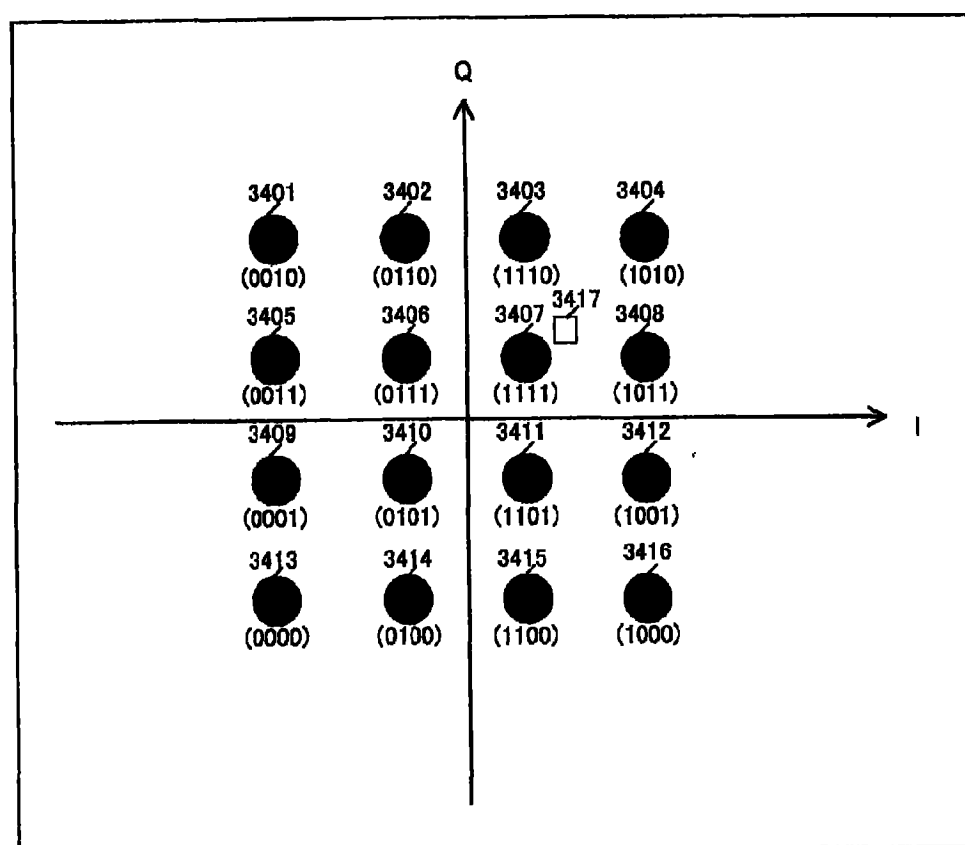


图 35

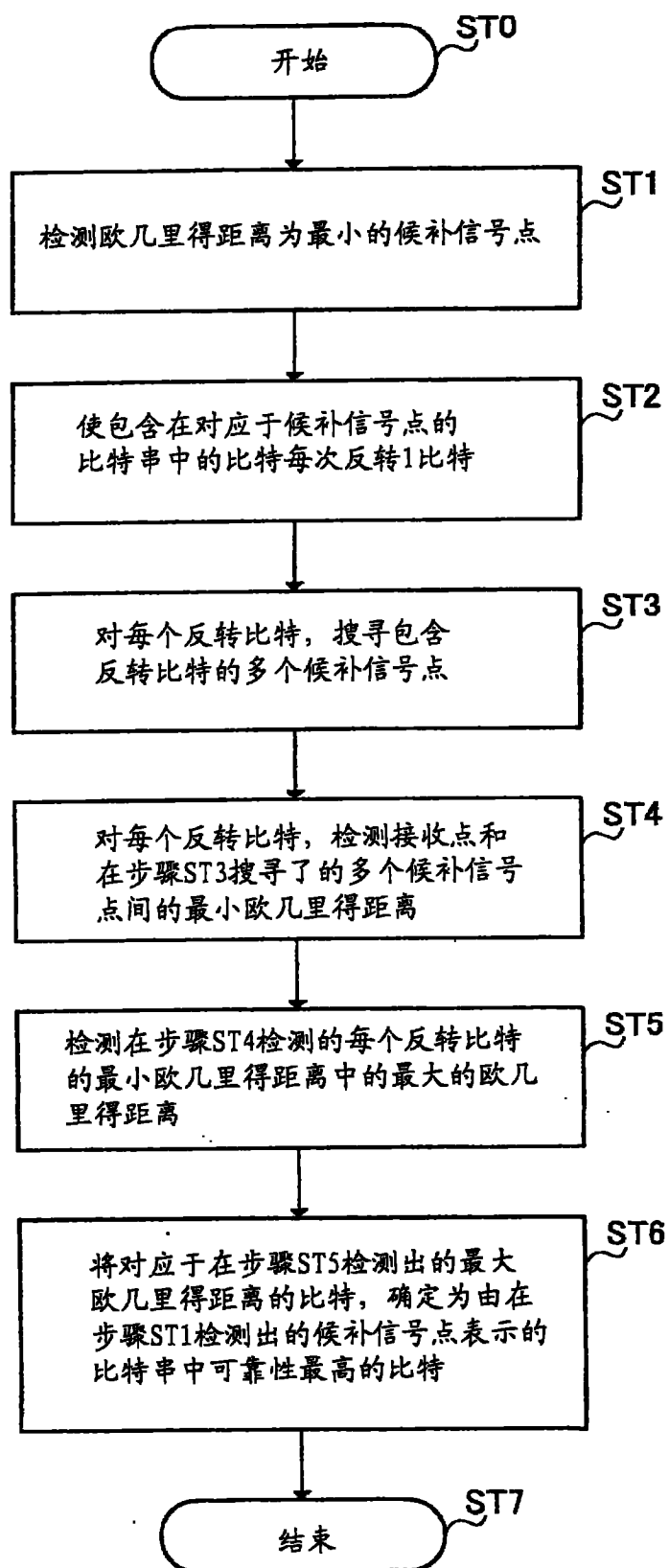


图 36

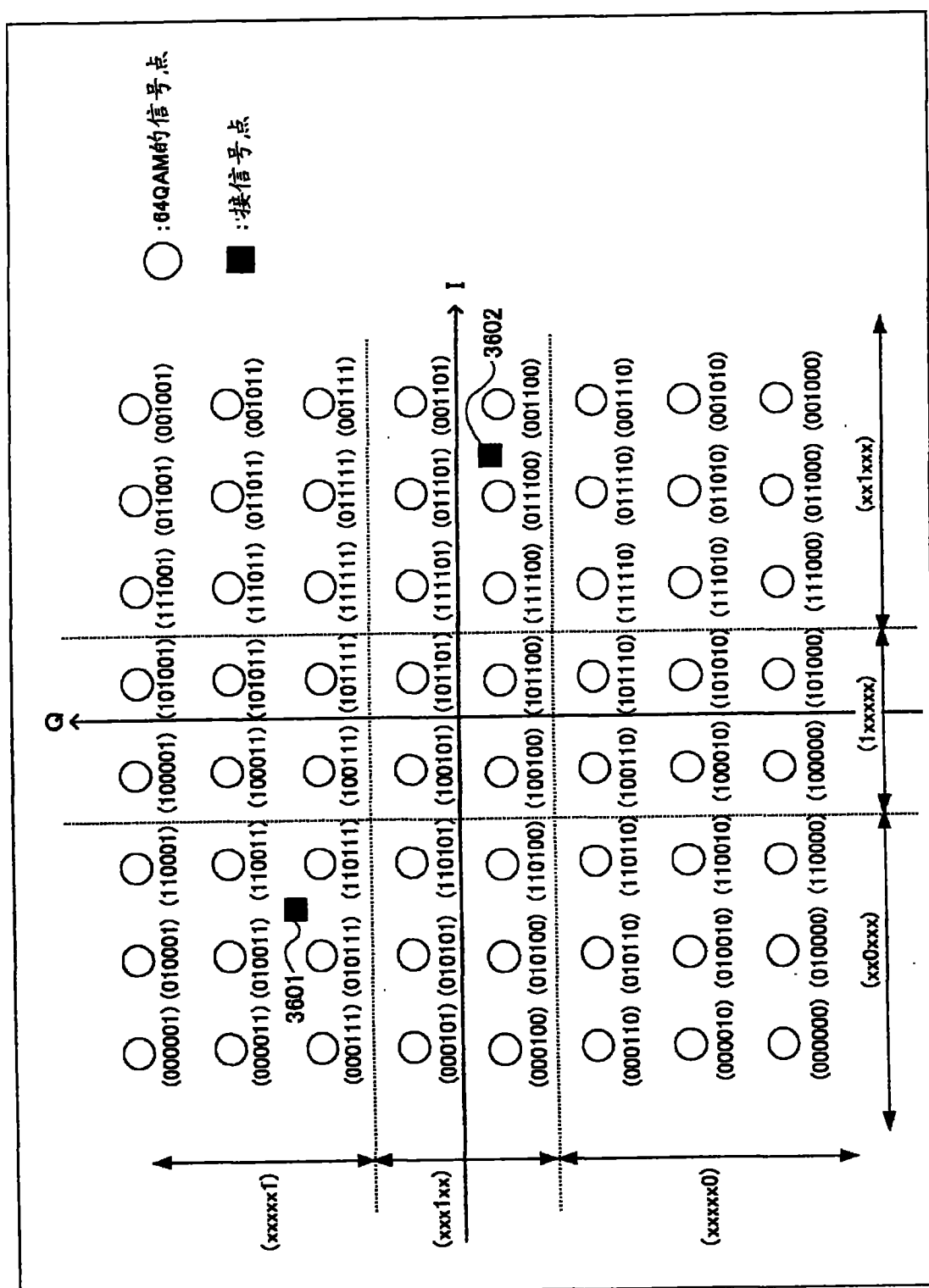


图 37

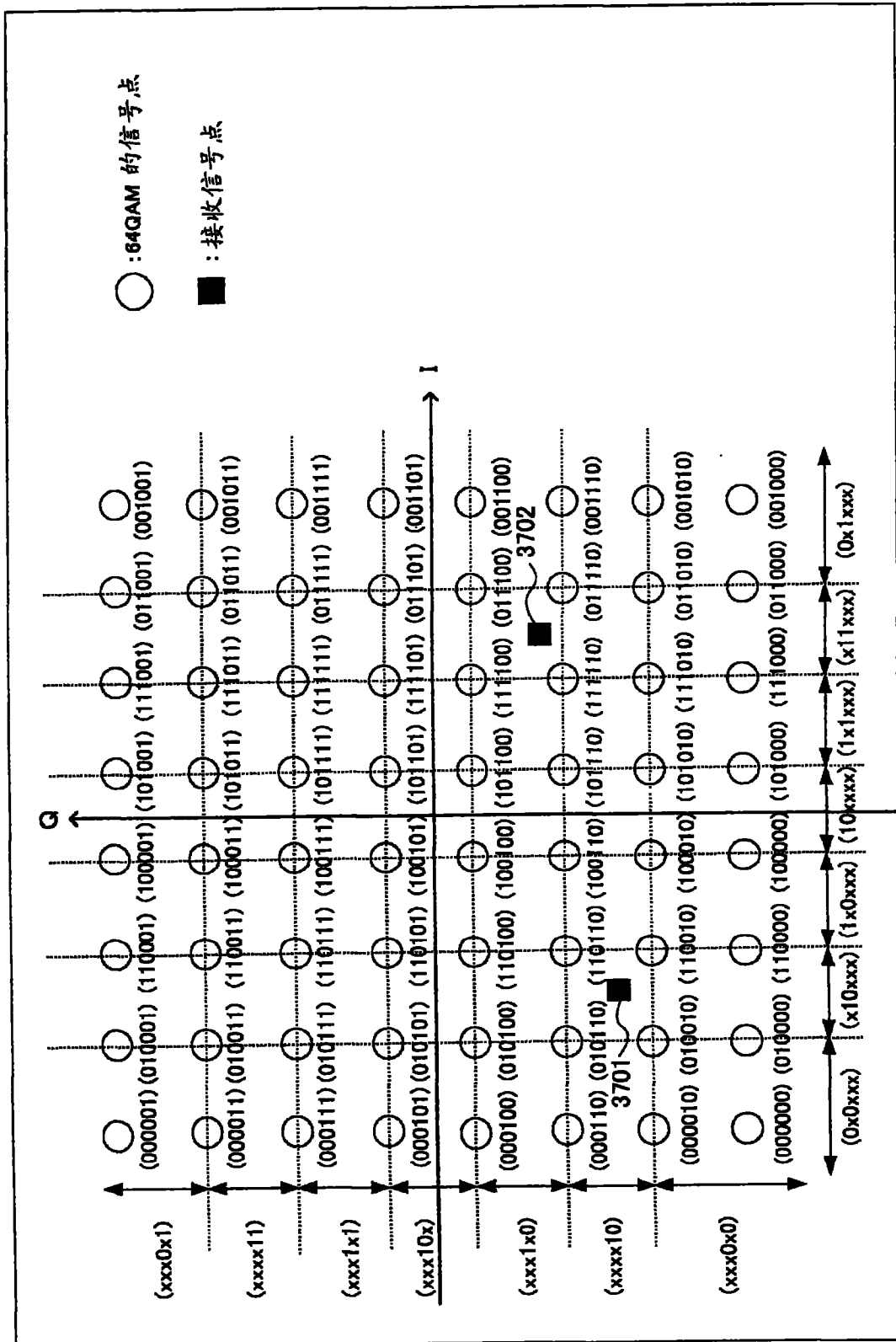


图 38

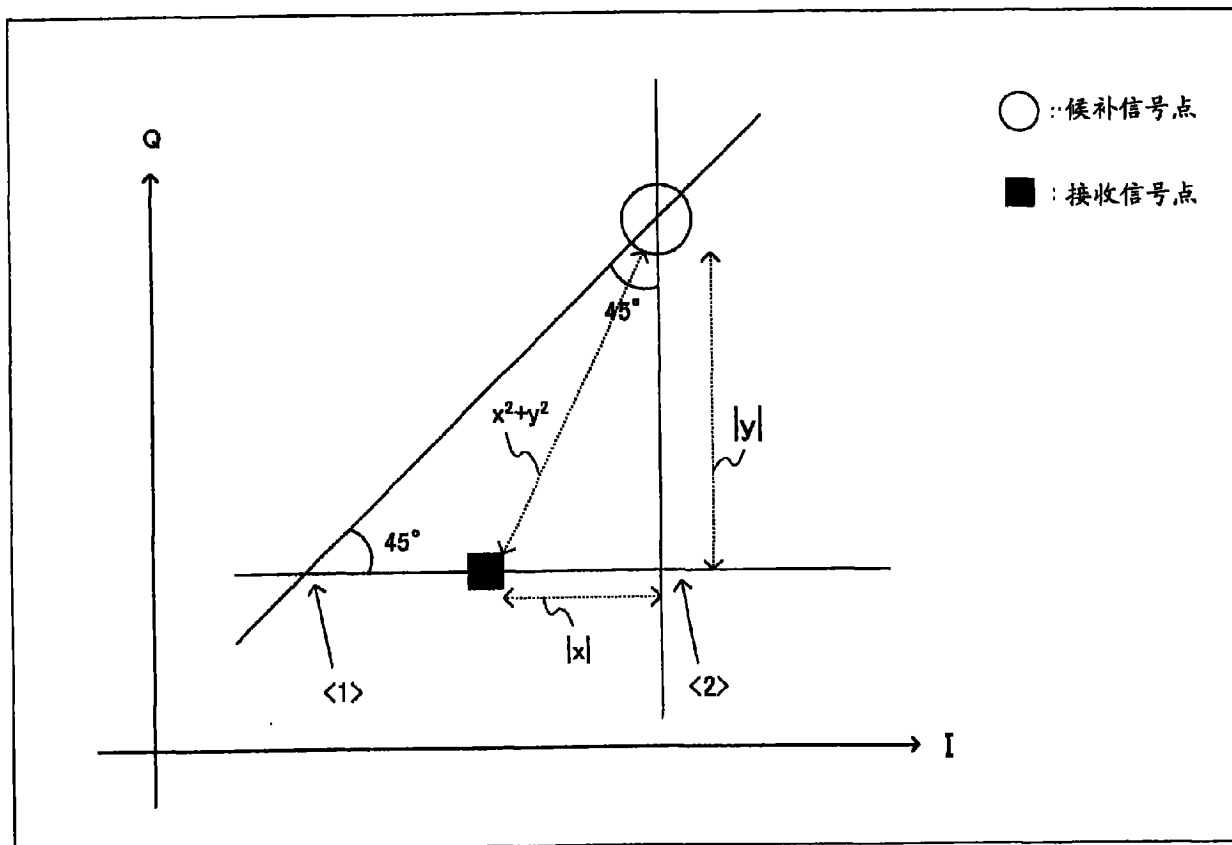


图 39

大小关系	欧几里得距离的近似值
$0 \leq x \leq y (1+1/4+1/8)$	$ y $
$ y (1+1/4+1/8) \leq x \leq y (1+1/2+1/8)$	$ y (1+1/8)$
$ y (1+1/2+1/8) \leq x \leq y (1+1/2+1/4+1/8)$	$ y (1+1/4)$
$ y (1+1/2+1/4+1/8) \leq x \leq y $	$ y (1+1/4+1/8)$

图 40

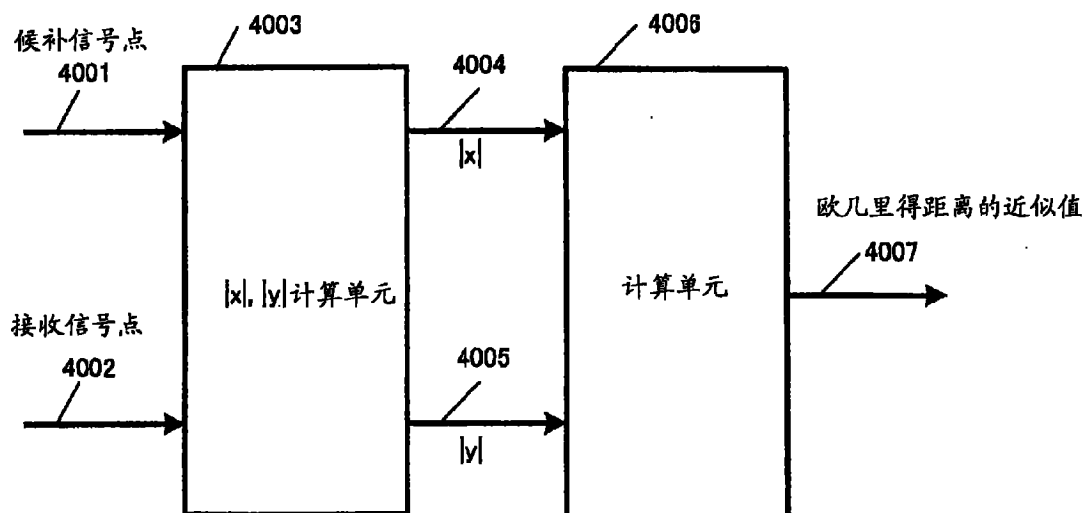


图 41

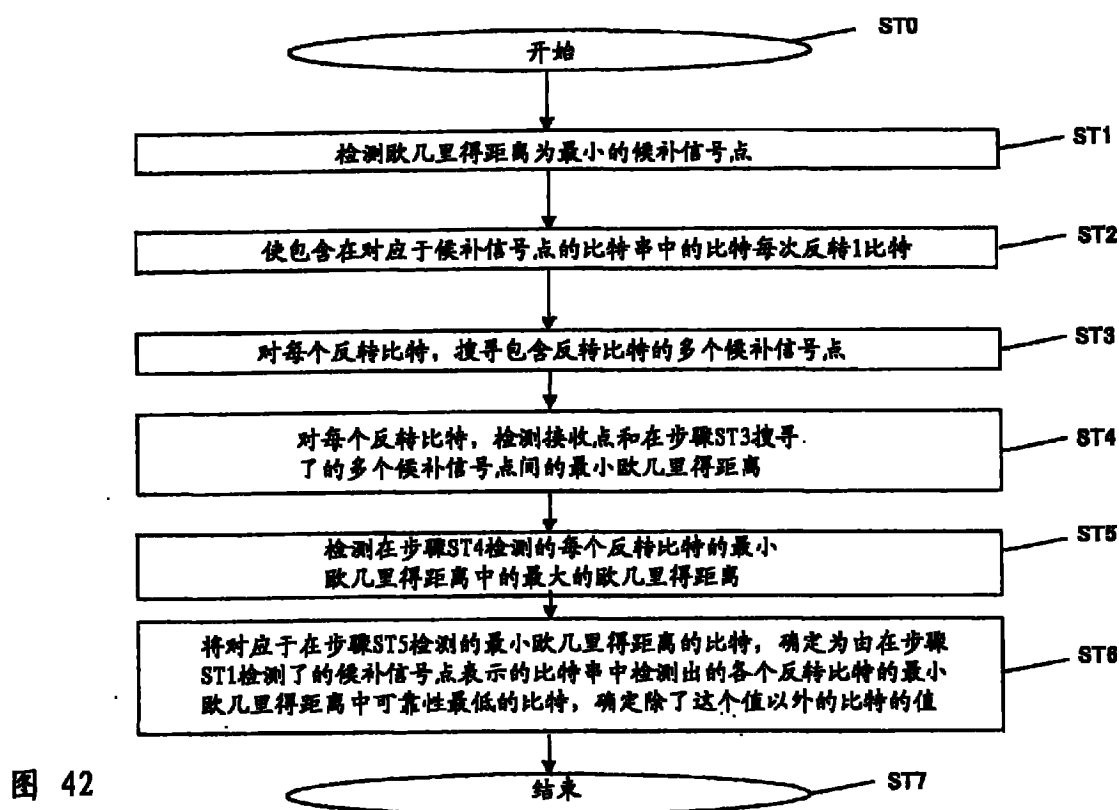


图 42

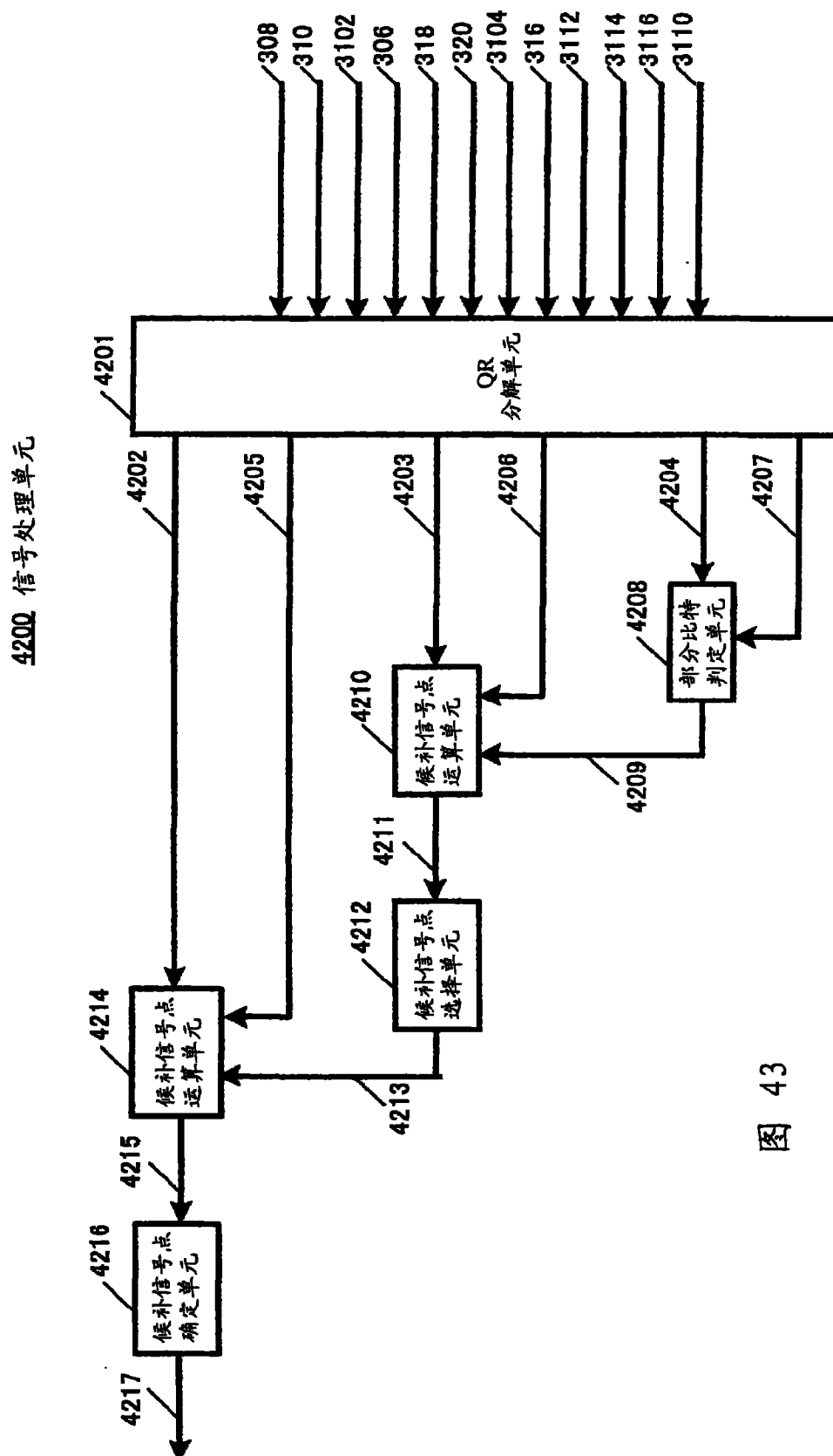


图 43

4300 信号处理单元

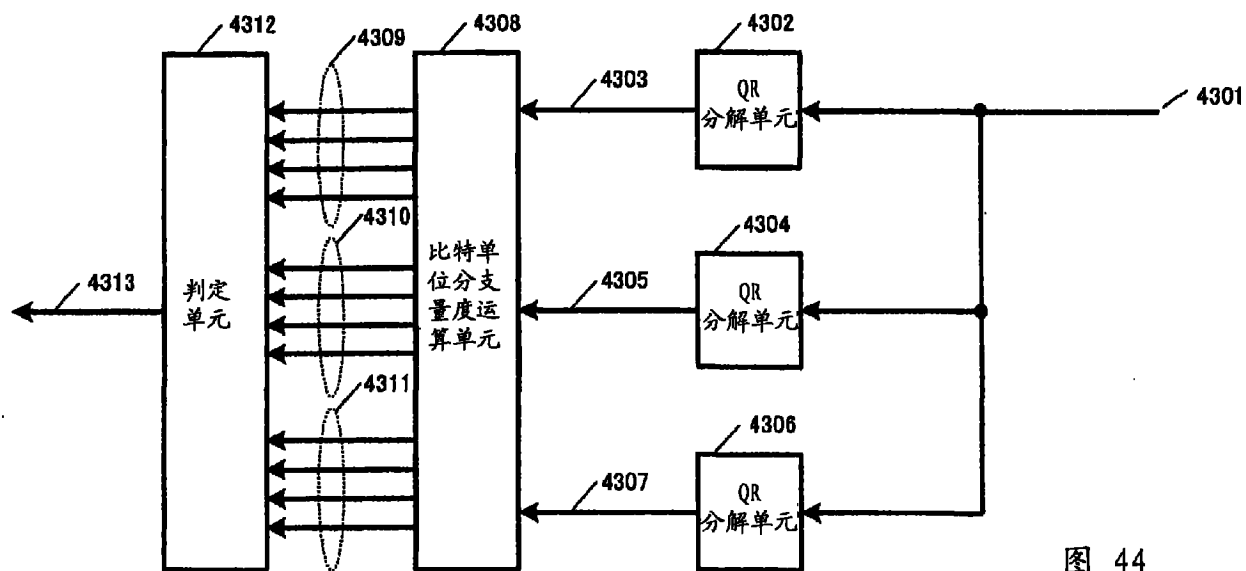


图 44

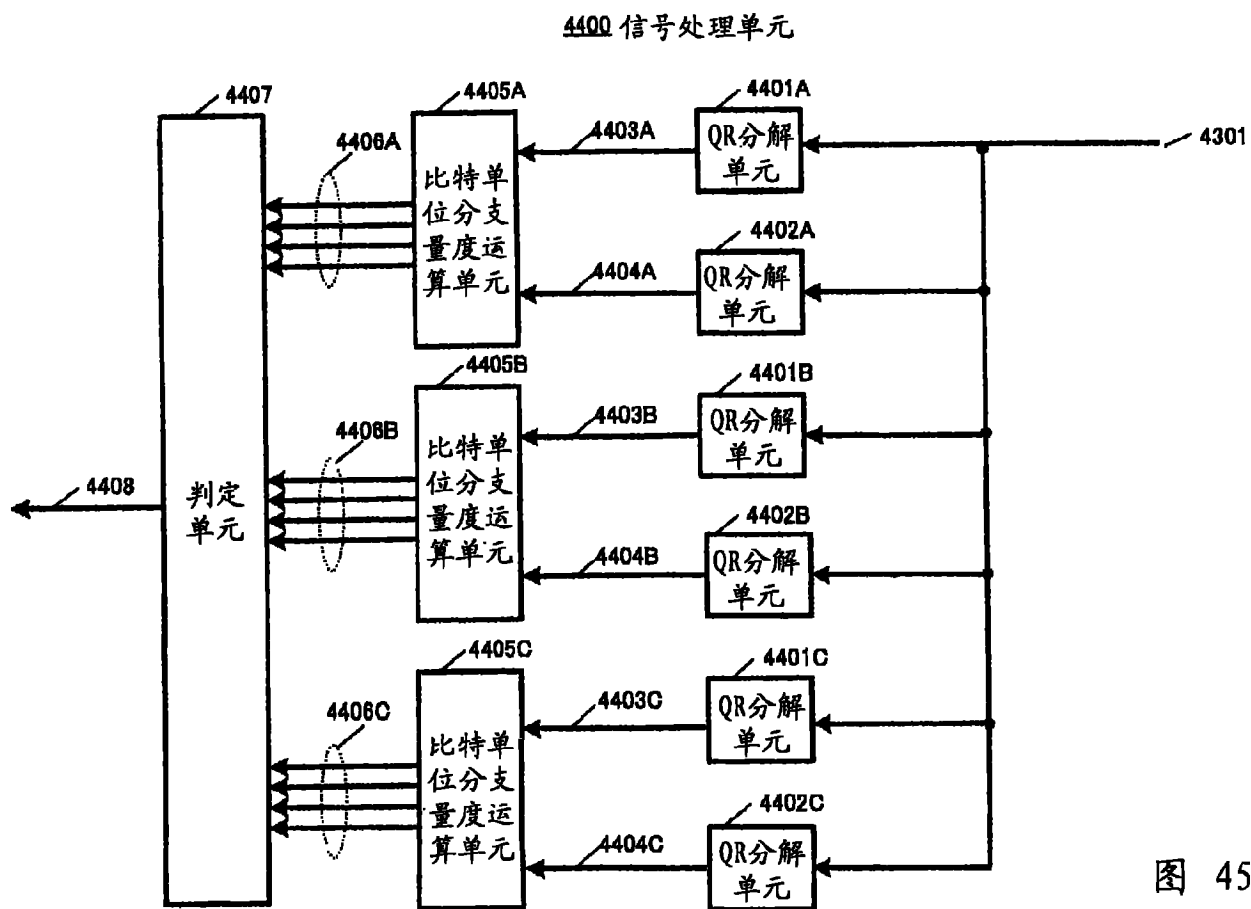


图 45